



## AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

**ADVERTIMENT.** L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

**ADVERTENCIA.** El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

**WARNING.** Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

Josep Maria Bosque Moncusi

# AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

## TESIS DOCTORAL

Dirigida por el Dr. Hugo Valderrama-Blavi

Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y  
Automática

Grupo de Automática y Electrónica Industrial



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2014

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015



Departament d'Enginyeria Electrònica,  
Elèctrica i Automàtica

Països Catalans, 26  
43007 Tarragona  
Tel. 977559726

HAGO CONSTAR que este trabajo, titulado “Ampliación, mejora e integración en la red de un sistema fotovoltaico”, que presenta Josep Maria Bosque Moncusí para la obtención del título de Doctor, se ha realizado bajo mi dirección en el *Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica* de esta Universidad.

Tarragona 5 de setiembre de 2014

El director de la tesis doctoral

Dr. Hugo Valderrama Blavi



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

*A la Lluï, el Jordi i la Clara*

*Res és veritat. No perdem mai la curiositat.*

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## AGRADECIMIENTOS

En primer lugar me gustaría agradecer al director de esta tesis, Hugo Valderrama-Blavi, por haberme introducido en el interesante mundo de la electrónica de potencia, por las horas y horas invertidas, por estar siempre dispuesto a cualquier hora, por confiar en mí y por ir siempre de cara.

En la elaboración de esta Tesis, y en los proyectos a los que está asociada, han trabajado técnicos, doctorandos, estudiantes de PFC, estudiantes de ERASMUS y estudiantes de prácticas. A todos ellos, gracias por su fantástico trabajo.

Al jurado de esta Tesis y a todos los que la han revisado por sus valiosas aportaciones.

A todos los profesores del GAEI por tener siempre la puerta abierta y una sabia respuesta o consejo ante cualquier duda.

A todos los técnicos y doctorandos del GAEI con los que he tenido el placer de disfrutar y sufrir fantásticos momentos de nuestras vidas. Gracias por vuestra amistad, ayuda, apoyo, consejos y las risas.

Als Kamalis per la vostra amistat i per haver-me introduït en aquest món de la recerca que tant m'omple.

A la meva família i amics per la vostra ajuda, suport incondicional i les espentes que m'heu donat. Especialment als meus pares i la meva germana per ser tan bon referent.

I, sobretot, per als més importants per mi: la Lluïsa, el Jordi i la Clara. Llui, gràcies a la teva ajuda i paciència he pogut acabar. Perdoneu per aquests dies que us he robat, *peques*.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## FINANCIACIÓN

El Ministerio de Ciencia e Innovación ha contribuido a la financiación de la investigación desarrollada en esta Tesis en el marco de los proyectos: DPI-2006-15627-CO3-03 “Procesado de potencia para centrales fotovoltaicas en generación distribuida: Plataforma de ensayo”, DPI-2009-14713-CO3-02 “Arquitecturas electrónicas de conversión de potencia para sistemas de generación distribuida: arquitectura DC”, CSD2009-00046 “Dispositivos avanzados de gap-ancho para el uso racional de la energía. RUE. (Programa Consolider)” y DPI2012-31580 “Procesado de Potencia con Alta Ganancia-Reducción de Tensión para Energías Renovables, Iluminación, Eficiente y Transporte de Energía”.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## ÍNDICE GENERAL

|   |       |
|---|-------|
| Agradecimientos.....  | VII   |
| Financiación .....  | IX    |
| Índice general .....  | XI    |
| Índice de tablas.....   | XV    |
| Índice de figuras.....  | XVII  |
| Nomenclatura .....  | XXI   |
| Resumen .....   | XXV   |
| Abstract .....  | XXVII |
| 1. Introducción y objetivos.....  | 1     |
| 2. Sistemas de energías renovables .....  | 7     |
| 2.1. Introducción.....  | 7     |
| 2.2. Generación distribuida.....  | 8     |
| 2.2.1. Introducción a la generación distribuida.....                                  | 8     |
| 2.2.2. Microrredes.....   | 10    |
| 2.2.3. Buses de distribución .....  | 13    |
| 2.3. Sistemas solares fotovoltaicos .....   | 15    |
| 2.3.1. Paneles solares fotovoltaicos .....  | 16    |
| 2.3.2. Topologías de sistemas fotovoltaicos conectados a la red .....                 | 19    |
| 2.3.3. Inversores para sistemas fotovoltaicos .....                                   | 22    |
| 2.3.4. Algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) .....            | 26    |
| 3. El Smart Panel Device.....   | 31    |
| 3.1. Introducción.....  | 31    |
| 3.2. Descripción del SPD .....  | 32    |
| 3.2.1. Bases teóricas .....   | 32    |
| 3.2.2. Conexión de un SPD a un inversor comercial con MPPT .....                      | 34    |
| 3.2.3. Conexión de un SPD a un sistema con generación fotovoltaica convencional... .. | 36    |
| 3.2.4. Selección de los puntos característicos del SPD.....                           | 38    |
| 3.3. Condiciones generales de diseño e implementación del SPD .....                   | 41    |
| 3.3.1. Selección del convertidor para el SPD.....                                     | 41    |



|        |  |     |
|--------|--|-----|
| 3.3.2. | Implementación del control del SPD .....   | 44  |
| 3.3.3. | Implementación del control del SPD en convertidores derivados del <i>Buck</i> .....    | 45  |
| 3.3.4. | Implementación del control del SPD en convertidores derivados del <i>Boost</i> .....   | 46  |
| 3.3.5. | Implementación del control SPD sin usar el inductor de entrada o de salida ....        | 47  |
| 3.3.6. | Implementación del SPD con control en modo deslizamiento analógico.....                | 48  |
| 3.3.7. | Implementación del SPD con control <i>sliding</i> y sistemas digitales .....           | 52  |
| 3.3.8. | Implementación del SPD usando PWM .....  | 54  |
| 3.3.9. | Ancho de banda del SPD.....  | 54  |
| 4.     | Análisis del SPD.....  | 59  |
| 4.1.   | Introducción .....   | 59  |
| 4.2.   | Modelado del sistema .....   | 60  |
| 4.3.   | Análisis del sistema simplificado .....  | 66  |
| 4.4.   | Metodología del análisis detallado de adaptadores SPD .....                            | 78  |
| 4.5.   | Análisis de un SPD reductor elemental .....  | 82  |
| 4.6.   | Análisis de un SPD elevador elemental .....  | 89  |
| 5.     | Ampliación de sistemas fotovoltaicos con SPD .....                                     | 99  |
| 5.1.   | Introducción .....   | 99  |
| 5.2.   | Ampliación de un sistema fotovoltaico convencional .....                               | 100 |
| 5.3.   | Creación de una reserva de energía .....   | 101 |
| 5.4.   | El SPD y el dimensionado del inversor .....  | 103 |
| 5.5.   | Elementos disponibles para su incorporación a un sistema fotovoltaico.....             | 106 |
| 5.6.   | La curva del SPD en sistemas fotovoltaicos.....  | 107 |
| 5.7.   | Incorporación de una pequeña pila de combustible a un sistema fotovoltaico.....        | 109 |
| 5.8.   | Incorporación de un aerogenerador a un sistema fotovoltaico .....                      | 111 |
| 5.9.   | Incorporación de una pila de combustible <i>Ballard Nexa</i> a un sistema fotovoltaico | 114 |
| 5.10.  | Incorporación de una batería a un sistema fotovoltaico.....                            | 116 |
| 5.11.  | Respuesta del SPD a un transitorio día-noche en un sistema fotovoltaico .....          | 118 |
| 5.12.  | Cooperación activa con la red eléctrica.....   | 120 |
| 6.     | Otros usos de un inversor MPPT con un SPD .....  | 123 |
| 6.1.   | Introducción .....   | 123 |
| 6.2.   | La curva del SPD para adaptar fuentes a inversores MPPT .....                          | 124 |
| 6.3.   | Selección del punto de trabajo.....  | 126 |
| 6.4.   | Conexión de una pila de combustible <i>Ballard Nexa</i> a la red .....                 | 128 |
| 6.5.   | Uso como carga activa regenerativa .....   | 130 |

|        |  |     |
|--------|--|-----|
| 7.     | Estructuras de microrredes con el SPD .....                                  | 133 |
| 7.1.   | Introducción.....  | 133 |
| 7.2.   | Definiciones .....   | 133 |
| 7.3.   | Ampliación de un sistema PV conectado a la red usando varios SPD .....       | 134 |
| 7.4.   | Conexión a la red de un sistema PV autónomo .....                            | 135 |
| 7.5.   | Ampliación de un sistema PV conectado a la red con un único SPD.....         | 138 |
| 7.6.   | Microrred DC de tensión variable con SPD .....                               | 140 |
| 7.6.1. | Banco de pruebas de microrredes DC.....                                      | 140 |
| 7.6.2. | Microrred actual .....   | 143 |
| 7.6.3. | Microrred propuesta.....   | 150 |
| 8.     | Control por histéresis analógico con microcontroladores .....                | 159 |
| 8.1.   | Introducción.....  | 159 |
| 8.2.   | Antecedentes.....  | 161 |
| 8.3.   | Implementación propuesta aplicada a los convertidores de potencia conmutados | 163 |
| 8.3.1. | Detalles de la implementación propuesta y recursos del sistema requeridos.   | 163 |
| 8.3.2. | Aplicación del comparador con histéresis propuesto a convertidores .....     | 168 |
| 8.4.   | Verificación del método .....  | 170 |
| 8.4.1. | Introducción .....   | 170 |
| 8.4.2. | Detalle del experimento.....   | 170 |
| 8.4.3. | Resultados experimentales .....  | 171 |
| 8.4.4. | Comparativa de su rapidez frente al equivalente analógico .....              | 172 |
| 8.5.   | Aplicación práctica: Implementación de SPD.....                              | 174 |
| 8.6.   | Aplicación práctica: Implementación de MPPT.....                             | 176 |
| 8.7.   | Aplicación práctica: Implementación pfc y regulación de frecuencia .....     | 178 |
| 8.7.1. | Introducción .....   | 178 |
| 8.7.2. | Rectificador con frecuencia variable y referencia externa .....              | 179 |
| 8.7.3. | Rectificador conmutando a frecuencia constante y referencia interna .....    | 181 |
| 8.7.4. | Estudio de la estabilidad de la regulación de la frecuencia.....             | 183 |
| 8.7.5. | Resultados experimentales .....  | 191 |
| 9.     | Conclusiones, trabajos futuros y publicaciones .....                         | 195 |
| 9.1.   | Conclusiones .....   | 195 |
| 9.2.   | Trabajos futuros.....  | 198 |
| 9.3.   | Publicaciones .....  | 199 |
| 10.    | Referencias.....   | 201 |

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## ÍNDICE DE TABLAS

|   |     |
|---|-----|
| Tabla 2-1: Algoritmo <i>Hill Climbing</i> o Perturbación y Observación .....                        | 27  |
| Tabla 4-1: Comparativa de los polos del SPD para los convertidores <i>Buck</i> y <i>Boost</i> ..... | 93  |
| Tabla 5-1: Posible redimensionado del campo fotovoltaico en diferentes ciudades [13, 135] .....     | 105 |
| Tabla 7-1: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred actual .....                  | 144 |
| Tabla 7-2: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred propuesta.....                | 152 |
| Tabla 8-1: Calidad de la energía consumida según la implementación .....                            | 192 |

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## ÍNDICE DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 2-1: Evolución del consumo energético mundial [16].....  | 7  |
| Figura 2-2: Esquema de un sistema fotovoltaico aislado.....   | 15 |
| Figura 2-3: Esquema de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica.....                        | 16 |
| Figura 2-4: Paneles solares de silicio amorfo, policristalino y monocristalino.....                     | 16 |
| Figura 2-5: Modelo de la célula fotovoltaica.....   | 17 |
| Figura 2-6: Influencia de $R_s$ y $R_p$ en el <i>fill-factor</i> .....                                  | 18 |
| Figura 2-7: Topología de sistema fotovoltaico con inversor centralizado.....                            | 19 |
| Figura 2-8: Topología de sistema fotovoltaico: <i>string</i> .....                                      | 20 |
| Figura 2-9: Topología de sistema fotovoltaico: " <i>multi-string</i> ".....                             | 21 |
| Figura 2-10: Topología de sistema fotovoltaico: módulos AC.....   | 21 |
| Figura 2-11: Estructura de inversor típica.....   | 23 |
| Figura 2-12: Curvas $P(V)$ de los paneles fotovoltaicos según la irradiación y temperatura [95].....    | 26 |
| Figura 2-13: Diagrama de flujo del algoritmo MPPT de conductancia incremental.....                      | 28 |
| Figura 3-1: Sistema fotovoltaico convencional.....  | 32 |
| Figura 3-2: Características $I(V)$ de una fuente y un sumidero de potencia.....                         | 33 |
| Figura 3-3: Adaptación de una fuente de energía a un inversor fotovoltaico con el SPD.....              | 34 |
| Figura 3-4: Curva característica $P(V)$ del SPD.....  | 35 |
| Figura 3-5: Introducción de una fuente a un sistema fotovoltaico usando SPD.....                        | 36 |
| Figura 3-6: Introducción de una carga a un sistema fotovoltaico usando un SPD.....                      | 36 |
| Figura 3-7: Curvas $P_{INV}(V_O)$ del sistema fotovoltaico con el SPD.                                  |    |
| a) Solo panel solar. b) Incorporación de una fuente. c) Incorporación de una carga.....                 | 37 |
| Figura 3-8: Curvas $P_O(V_O)$ de la conexión del SPD en paralelo.....                                   | 40 |
| Figura 3-9: Curva característica $P_O(V_O)$ del SPD derivado del <i>Buck</i> .....                      | 46 |
| Figura 3-10: Curva característica $P_O(V_O)$ del SPD derivado del <i>Boost</i> .....                    | 47 |
| Figura 3-11: Ejemplos de comparadores con histéresis analógicos.....                                    | 49 |
| Figura 3-12: Diagrama de bloques de la implementación analógica de un SPD tipo <i>Boost</i> .....       | 50 |
| Figura 3-13: Simulación de un ejemplo de implementación analógica.....                                  | 51 |
| Figura 3-14: Esquema de un ejemplo de implementación analógica de un SPD de tipo <i>Boost</i> .....     | 52 |
| Figura 3-15: Diagrama de flujo del programa para crear las referencias de potencia del SPD.....         | 53 |
| Figura 3-16: Diagrama de bloques del control PWM de un SPD.....   | 54 |
| Figura 3-17: Curva $P_O(V_O)$ en la respuesta temporal a una tensión variable a 10 Hz y 1 kHz.....      | 57 |
| Figura 3-18: Calidad de la curva $P_O(V_O)$ en la respuesta a una tensión variable a 10 Hz y 1 kHz..... | 57 |
| Figura 3-19: Respuesta a la desconexión repentina de un <i>Boost</i> SPD.....                           | 58 |
| Figura 4-1: Modelo del sistema fotovoltaico con la incorporación un elemento usando SPD.....            | 60 |
| Figura 4-2: Respuesta del inversor al transitorio de irradiación solar de 1.5 a 3 A.....                | 63 |
| Figura 4-3: Respuesta del inversor al transitorio de irradiación solar de 5 a 7.5 A.....                | 63 |
| Figura 4-4: Diagrama de bloques de la incorporación de elementos a un sistema fotovoltaico.....         | 64 |
| Figura 4-5: Esquema del sistema simplificado.....   | 66 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 4-6: Curva característica $P_o(V_o)$ del SPD .....  | 66  |
| Figura 4-7: Introducción de 600 W al sistema fotovoltaico.....                                     | 76  |
| Figura 4-8: Extracción de 400 W del sistema fotovoltaico .....                                     | 76  |
| Figura 4-9: Extracción de 630 W del sistema fotovoltaico: inestabilidad.....                       | 77  |
| Figura 4-10: Extracción de 800 W del sistema fotovoltaico en modo corriente .....                  | 77  |
| Figura 4-11: Incorporación con un <i>Buck</i> SPD de un elemento en un sistema fotovoltaico .....  | 82  |
| Figura 4-12: Incorporación con un <i>Boost</i> SPD de un elemento en un sistema fotovoltaico ..... | 89  |
| Figura 5-1: Perfiles de irradiación solar y consumo entorno a la latitud 40N [135, 136] .....      | 102 |
| Figura 5-2: Irradiación solar a diferentes latitudes [140] .....                                   | 104 |
| Figura 5-3: Facilidades de test para el SPD en el laboratorio del GAEI.....                        | 106 |
| Figura 5-4: Diagrama de bloques del test de la etapa de salida del SPD.....                        | 107 |
| Figura 5-5: Curvas $i_g(v_o)$ del SPD a diferentes potencias.....                                  | 108 |
| Figura 5-6: Curvas $i_o = f(v_o)$ del SPD a diferentes potencias .....                             | 108 |
| Figura 5-7: Esquema de la adaptación de una pila de combustible de baja tensión.....               | 109 |
| Figura 5-8: Incorporación de la pila de combustible H2Economy .....                                | 110 |
| Figura 5-9: Resultados de la incorporación de una pila de combustible H2Economy .....              | 111 |
| Figura 5-10: Esquema de la incorporación de una fase de un aerogenerador trifásico .....           | 112 |
| Figura 5-11: Incorporación de un aerogenerador .....   | 113 |
| Figura 5-12: Resultados de la incorporación de un aerogenerador .....                              | 113 |
| Figura 5-13: Esquema de la incorporación de una pila de combustible <i>Ballard Nexa</i> .....      | 114 |
| Figura 5-14: Incorporación de una pila de combustible <i>Ballard Nexa</i> .....                    | 115 |
| Figura 5-15: Resultados de la incorporación de la pila de combustible <i>Ballard Nexa</i> .....    | 115 |
| Figura 5-16: Esquema de la incorporación de una batería.....                                       | 117 |
| Figura 5-17: Resultado de la incorporación de un cargador-descargador de baterías.....             | 117 |
| Figura 5-18: Esquema para el test del transitorio de paneles solares.....                          | 118 |
| Figura 5-19: Resultados del test del transitorio de paneles solares.....                           | 119 |
| Figura 5-20: Sistema fotovoltaico con reserva de energía y perfil controlable .....                | 121 |
| Figura 5-21: Detalle de la simulación de un sistema fotovoltaico con reserva de energía.....       | 122 |
| Figura 5-22: Resultados de la simulación de un sistema fotovoltaico con reserva de energía .....   | 122 |
| Figura 6-1: Diagrama de bloques del test de la etapa de salida del SPD.....                        | 124 |
| Figura 6-2: Curva $i_g(V_o)$ para adaptar una fuente a un inversor.....                            | 125 |
| Figura 6-3: Curva $i_o(V_o)$ para adaptar una fuente a un inversor.....                            | 126 |
| Figura 6-4: Esquema de conexión de una fuente a la red eléctrica con un inversor MPPT.....         | 126 |
| Figura 6-5: Curvas de rendimiento del SPD y el inversor <i>StecaGrid 2000+</i> .....               | 127 |
| Figura 6-6: Conexión de una pila de combustible a la red con un SPD y un inversor MPPT.....        | 129 |
| Figura 6-7: Resultado de la adaptación de una pila de combustible a un inversor con MPPT .....     | 129 |
| Figura 6-8: Esquema de carga activa regenerativa con un inversor comercial y un SPD .....          | 130 |
| Figura 6-9: Resultados un inversor con MPPT con un SPD como carga activa regenerativa.....         | 131 |
| Figura 6-10: Detalle del rizado en el punto de conexión de un inversor MPPT con un SPD.....        | 131 |
| Figura 7-1: Ampliación de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica .....               | 135 |
| Figura 7-2: Conexión a la red de un sistema fotovoltaico aislado .....                             | 136 |
| Figura 7-3: Conexión de un sistema fotovoltaico aislado a la red eléctrica con un SPD.....         | 137 |
| Figura 7-4: Resultados de la conexión de un sistema fotovoltaico aislado a la red eléctrica...     | 138 |
| Figura 7-5: Ampliación de un sistema fotovoltaico conectado a la red con un único SPD.....         | 139 |
| Figura 7-6: Estructura del banco de pruebas de microrredes DC.....                                 | 140 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 7-7: Fuentes de energía y disposición de la microrred DC .....                             | 142 |
| Figura 7-8: Bancada del aerogenerador y sistema adquisición de datos de la microrred DC ..        | 143 |
| Figura 7-9: Diagrama de bloques de la microrred DC actual .....                                   | 144 |
| Figura 7-10: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred actual .....              | 145 |
| Figura 7-11: Resultados de la simulación de la microrred DC .....                                 | 147 |
| Figura 7-12: Conexión de una microrred DC a la red eléctrica con un inversor MPPT con SPD         | 149 |
| Figura 7-13: Resultados de la conexión de una microrred DC a la red con un SPD .....              | 149 |
| Figura 7-14: Diagrama de bloques de la microrred DC propuesta .....                               | 151 |
| Figura 7-15: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred propuesta .....           | 152 |
| Figura 7-16: Resultados de la simulación de la microrred propuesta .....                          | 156 |
| Figura 8-1: Implementación del comparador por histéresis propuesta en [162] .....                 | 161 |
| Figura 8-2: Implementación del comparador por histéresis propuesta en [125] .....                 | 162 |
| Figura 8-3: Diagrama de bloques del módulo <i>SMPS Comparator</i> [163] .....                     | 164 |
| Figura 8-4: Diagrama de pines del microcontrolador dsPIC30F2020 [163] .....                       | 165 |
| Figura 8-5: Diagrama de bloques del módulo <i>PS PWM</i> en <i>Fault Mode</i> [163] .....         | 166 |
| Figura 8-6: Diagrama de bloques del módulo <i>PS PWM</i> en <i>Current-Limit Mode</i> [163] ..... | 167 |
| Figura 8-7: Control por histéresis en un convertidor conmutado con un microcontrolador ...        | 168 |
| Figura 8-8: Test para verificar el funcionamiento del comparador con histéresis .....             | 170 |
| Figura 8-9: Test para verificar el comportamiento del método propuesto .....                      | 171 |
| Figura 8-10: Comparación entre los comparadores con histéresis analógico e híbrido .....          | 172 |
| Figura 8-11: Retardo en subida del comparador con histéresis .....                                | 173 |
| Figura 8-12: Retardo en bajada del comparador con histéresis .....                                | 173 |
| Figura 8-13: Diagrama de flujo de la implementación del SPD en un microcontrolador .....          | 175 |
| Figura 8-14: Esquema de la implementación de un convertidor <i>Boost</i> con algoritmo MPPT ..    | 177 |
| Figura 8-15: Resultado experimental de la implementación del <i>Boost</i> MPPT .....              | 177 |
| Figura 8-16: Verificación del seguimiento del MPP para cambios en la irradiación .....            | 178 |
| Figura 8-17: Diagrama de bloques del rectificador <i>Boost</i> con regulación de la tensión ..... | 179 |
| Figura 8-18: Resultados del rectificador con referencia externa y $\Delta$ constante .....        | 181 |
| Figura 8-19: Diagrama de bloques del lazo de regulación de la frecuencia .....                    | 184 |
| Figura 8-20: Diagrama de bloques del <i>feed-forward</i> de frecuencia .....                      | 187 |
| Figura 8-21: Diagrama de bloques del regulador de frecuencia con <i>feed-forward</i> .....        | 188 |
| Figura 8-22: Resultados del rectificador con referencia interna y frecuencia constante .....      | 192 |
| Figura 8-23: FFT de las corrientes de entrada e inductor con diferente implementación .....       | 193 |



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## NOMENCLATURA

|                 |  |
|-----------------|--|
| $\Delta$        | Ancho de histéresis  |
| $\omega_{grid}$ | Frecuencia de la red eléctrica   |
| $\Delta V_C$    | Incremento en la tensión del condensador                                     |
| $a$             | Constante de idealidad del diodo   |
| AC              | Alternative Current  |
| CO <sub>2</sub> | Dióxido de Carbono   |
| CPa             | Perfil de inyección constante adaptado a la potencia diaria del mes de junio |
| CPm             | Perfil de inyección constante adaptado a la potencia máxima del inversor     |
| DAC             | Digital to Analog Converter  |
| DC              | Direct Current   |
| DG              | Distributed Generation   |
| DS              | Perfil de consumo doméstico en junio   |
| DSP             | Digital Signal Processor   |
| DW              | Perfil de consumo doméstico en diciembre                                     |
| $e_i$           | Error de corriente   |
| $f$             | Frecuencia de conmutación  |
| FF              | Fill-Factor  |
| $f_f$           | Función de las variables de dinámica rápida                                  |
| FFT             | Fast Fourier Transform   |
| FPGA            | Field Programmable Gate Array  |
| GAEI            | Grup d'Automàtica i Electrónica Industrial                                   |
| $G_g$           | Conductancia de entrada  |
| GS              | Perfil de consumo global en junio  |
| $g_s$           | Función de las variables de dinámica lenta                                   |
| GW              | Perfil de consumo global en diciembre  |
| $h$             | Ancho de histéresis  |

|               |   |
|---------------|---|
| $I(V)$        | Corriente en función de la tensión                                    |
| $I_0$         | Corriente de saturación inversa del diodo                             |
| $i_g$         | Corriente que entrega el generador                                    |
| $i_g(v_o)$    | Corriente que entrega el generador en función de la tensión de salida |
| $i_i$         | Corriente de entrada al convertidor                                   |
| $i_{inv}$     | Corriente absorbida por el inversor                                   |
| $i_{INVe}(t)$ | Corriente de entrada del inversor esperada                            |
| $I_{MPP}$     | Corriente en el punto de máxima potencia                              |
| $i_O$         | Corriente de salida del adaptador                                     |
| $i_O$         | Corriente de salida del adaptador                                     |
| $i_O$         | Corriente del inductor  |
| $i_{PV}$      | Corriente que da el campo solar                                       |
| $i_{REF}$     | Corriente de referencia   |
| $I_{SC}$      | Corriente de cortocircuito  |
| $I-THD$       | Distorsión armónica total de la corriente                             |
| $k$           | Constante de Boltzmann  |
| $K_i$         | Constante de integración  |
| $K_p$         | Constante proporcional  |
| $k_V$         | Constante de proporcionalidad   |
| $LED$         | Light-Emitting Diode  |
| $LFR$         | Loss Free Resistor  |
| $LGR$         | Lugar Geométrico de las Raíces  |
| $LPF$         | Low Pass Filter   |
| $L_R$         | Valor de inductancia real   |
| $L_T$         | Valor de inductancia teórico  |
| $MPP$         | Maximum Power Point   |
| $MPPT$        | Maximum Power Point Tracking  |
| $MY_D$        | Maximum Daily Yield   |
| $N_p$         | Numero de <i>strings</i> en serie en un panel solar                   |
| $N_S$         | Número de células fotovoltaicas en serie de un panel solar            |

|                |  |
|----------------|--|
| $P(V)$         | Potencia en función de la tensión                                      |
| $P_b$          | Potencia que se desea entregar de una fuente                           |
| $PCC$          | Punto de Conexión Común  |
| $PFC$          | Power Factor Correction  |
| $P_g$          | Potencia del generador   |
| $p_g(V_o)$     | Potencia que entrega el generador en función de la tensión de salida   |
| $PI$           | Proporcional Integral  |
| $P_{IN}$       | Potencia de entrada al convertidor                                     |
| $P_{INV}$      | Potencia absorbida por el inversor                                     |
| $P_{INV}(V_o)$ | Potencia absorbida por el inversor en función de la tensión de entrada |
| $P_o$          | Potencia de salida   |
| $P_o(V_o)$     | Potencia de salida en función de la tensión de salida                  |
| $P_p$          | Potencia del panel solar   |
| $P_{REF}$      | Potencia que se desea añadir al sistema                                |
| $PS$           | Perfil de irradiación solar un mes de junio                            |
| $PV$           | Fotovoltaico   |
| $PW$           | Perfil de irradiación solar un mes de diciembre                        |
| $PWM$          | Pulse Width Modulation   |
| $q$            | Carga del electrón   |
| $REE$          | Red Eléctrica Española   |
| $R_p$          | Resistencia equivalente paralelo                                       |
| $R_s$          | Resistencia equivalente serie  |
| $S(X)$         | Superficie de deslizamiento  |
| $SF$           | Sizing Factor  |
| $SOC$          | State Of Charge  |
| $SPD$          | Smart Panel Device   |
| $SR$           | Set-Reset  |
| $\tau$         | Constante de tiempo  |
| $T$            | Temperatura de la unión  |
| $t$            | Tiempo   |

|             |   |
|-------------|---|
| $T_m$       | Periodo de muestreo   |
| $T_s$       | Periodo de conmutación  |
| $u(t)$      | Señal de activación de los interruptores en función del tiempo            |
| $u_o(t)$    | Salida del comparador con histéresis implementado analógicamente          |
| $u_{eq}(t)$ | Control equivalente   |
| $u_m(t)$    | Salida del comparador con histéresis implementado con el microcontrolador |
| UPC         | Universitat Politècnica de Catalunya                                      |
| UPNA        | Universidad Pública de Navarra  |
| URV         | Universitat Rovira i Virgili  |
| $V_{AB}$    | Tensión del punto característico que separa la región A de la B           |
| $V_{BC}$    | Tensión del punto característico que separa la región B de la C           |
| $V_{BUS}$   | Tensión del bus de continua de una microrred                              |
| $V_C$       | Tensión del condensador   |
| $V_{CD}$    | Tensión del punto característico que separa la región C de la D           |
| VEC         | Voltage Event Control   |
| $V_g$       | Tensión del generador   |
| $V_i$       | Tensión de entrada al convertidor   |
| $V_{IO}$    | Umbral de tensión máxima de funcionamiento del inversor                   |
| $V_{IU}$    | Umbral de tensión mínima de funcionamiento del inversor                   |
| $V_{MPP}$   | Tensión en el punto de máxima potencia                                    |
| $V_{OC}$    | Tensión del circuito abierto  |
| $V_{PV}$    | Tensión del panel solar   |
| $V_{REF}$   | Tensión de referencia   |
| $x_i(t)$    | Conjunto de variables de estado de un convertidor                         |
| $x_j$       | Variables de estado de dinámica lenta                                     |
| $Y_G$       | <i>Yield Gain</i>   |
| $z_j(t)$    | Conjunto de variables de interés de un convertidor                        |

## RESUMEN

En los últimos años se han realizado un gran número de instalaciones fotovoltaicas convencionales, formadas por un campo solar conectado a la red mediante un inversor. Un importante desafío es mejorar y ampliar estas instalaciones al mínimo coste. Esta mejora tendría por objeto aumentar la cantidad de energía generada y su calidad, reduciendo la aleatoriedad de la producción, o incluso participar en la gestión del sistema eléctrico, mejorando su integración en la red.

Presentamos un dispositivo adaptador, que denominaremos Smart Panel Device (SPD), que permite la introducción de fuentes, cargas y elementos de almacenamiento a sistemas fotovoltaicos. El puerto de entrada del adaptador se conectaría al nuevo elemento que se quiere introducir. El puerto de salida se conectaría en el punto común donde se unen el campo solar y el inversor sin perturbar el punto de trabajo existente; que debería ser el punto de máxima potencia (MPP) del campo solar. Si se desea introducir nuevos elementos en el sistema, la conexión de los mismos en el punto común entre el campo solar y el inversor es más eficiente que la conexión directa de cada elemento a la red eléctrica dado que se reducen los pasos de conversión y la energía circulante.

El SPD es un convertidor conmutado controlado para funcionar como fuente o sumidero de potencia. La curva potencia-tensión en el puerto de salida no perturba el punto de trabajo previo del sistema y es compatible con un inversor MPPT. Esta curva es una función lineal a tramos de una forma parecida a la de un panel fotovoltaico. La parte central de esta función será llana y con un valor igual a la potencia que se quiere entregar con el adaptador. El adaptador deberá trabajar en esta zona llana tanto como sea posible para obtener una gestión del flujo de energía eficaz. Para conseguirlo, se seleccionarán los puntos característicos de la función lineal a tramos, de forma que todos los puntos de máxima potencia del sistema fotovoltaico estén en la zona llana. El control del adaptador puede implementarse usando técnicas PWM o en modo deslizamiento. Se recomiendan estas últimas, por dar unas mayores prestaciones dinámicas cuando la corriente que se controla es la de entrada o la de salida.

En el documento, una vez descrito el concepto de SPD, se aborda como se deben analizar estos sistemas, tanto con un modelo idealizado, como de una forma más detallada

para los convertidores reductor y elevador. El resultado de estos análisis revela que el sistema completo, formado por el sistema fotovoltaico y el nuevo elemento adherido, es estable siempre que se incorpore potencia al sistema o se absorba una cierta cantidad de la potencia generada por el campo solar. Se ha demostrado analítica y experimentalmente, que si se quiere absorber mucha potencia del sistema fotovoltaico, el adaptador deberá funcionar como sumidero de corriente para que sea estable.

En el campo de las aplicaciones, el SPD se ha usado para ampliar sistemas fotovoltaicos, añadiendo fuentes y baterías. Así, se puede generar una reserva de energía, que puede usarse para reducir la aleatoriedad de la producción e incluso implementar políticas de regulación de la red eléctrica o escoger cual es el mejor momento para enviar la energía a la red en función de su precio. El SPD también permite realizar cargas activas regenerativas, conectar fuentes sin punto de máxima potencia a la red usando inversores MPPT, e implementar diferentes topologías de microrredes.

Otra aportación importante de esta tesis es la implementación de un controlador por histéresis analógico integrado en un microcontrolador. En esta implementación, realizada dentro del encapsulado del microcontrolador, las referencias se generan digitalmente y se comparan analógicamente con las señales medidas en la planta, resultando una implementación sencilla, fiable, rápida y de bajo coste.

Esta realización del comparador con histéresis se ha concebido para facilitar la implementación del SPD debido a que en la mayoría de realizaciones del SPD se recomienda un control en modo deslizamiento, siendo necesario un comparador con histéresis. Aparte, el uso de microcontroladores facilita y flexibiliza la implementación de los algoritmos de control. Este desarrollo, además de ser útil para la realización de adaptadores SPD, también lo es para muchas implementaciones de controladores por histéresis en los que se quieran realizar algoritmos de control relativamente complejos o, dotar de mayores prestaciones a las implementaciones analógicas existentes.

## ABSTRACT

A large number of simple photovoltaic grid-tie systems, consisting of a small solar field with an MPPT inverter, have been built these recent years. Although the construction of such facilities was originally sponsored by state governments, currently these subsidies have been removed in many countries.

Nowadays, a major research challenge is how to improve the production yield and quality of such facilities at minimum cost. This improvement seeks to increase the amount of electricity generated improving the level of grid-cooperation, by reducing the randomness of production, or even participate in the grid management, enhancing its integration into the electrical grid.

In this context, an adaptor device, called Smart Panel Device (SPD) is presented in this document. This device allows the introduction of additional sources, loads and storage elements to existing photovoltaic systems. Its output port is connected to the node where the solar field and the MPPT inverter are connected together without disturbing the actual working point, the panel maximum power point (MPP). The input port is connected to the new element to be introduced. This device, based on a switching converter controlled to behave as a power source or sink, has an output port power-voltage curve, which is compatible with an MPPT inverter.

The SPD suitability has been verified expanding photovoltaic systems adding batteries and various source types. Thus, the production randomness can be reduced and even primary and secondary regulation can be implemented. The SPD can also be used developing regenerative electronic loads, connecting sources without maximum power point to the grid with MPPT inverters, and suitable as a microgrid building block.

Finally, we present a technique to implement a built-in analog hysteretical comparator in a microcontroller. It has been proved to be very useful for the SPD implementation, and many other applications.



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

# Capítulo 1

---

## INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

La expansión de las energías renovables tiene por objetivo reducir la dependencia energética de terceros países, así como la emisión de gases de efecto invernadero. Sin embargo, el alto coste de estos sistemas y la falta de madurez de algunas tecnologías limitó esta expansión en el pasado. En los últimos años su implantación se ha acelerado debido a la progresiva reducción en los costes, el incremento de la eficiencia y los subsidios dados por los estados para promocionarlas. De hecho, estas subvenciones buscan el cumplimiento de los ambiciosos objetivos marcados por la Unión Europea para la producción de energía de fuentes renovables y la reducción de la emisión de gases de efecto invernadero un 20% respecto a los valores del 1990 [1].

Hoy en día, el factor que limita el incremento de la generación mediante energías renovables es un poco diferente. Debido a la producción estocástica y al comportamiento pasivo respecto a la red eléctrica de estos sistemas, se pueden producir problemas de control severos en la red si la relación entre la generación renovable y la convencional se incrementa más allá de un cierto límite [2]. Para favorecer la fiabilidad de la red y, en consecuencia, facilitar la integración y la expansión de las mismas [3], las plantas de energía renovable deberán contribuir, igual que lo hacen las convencionales, a la gestión y control de la red eléctrica, implementando políticas de cooperación activa [4-9].

Los sistemas de generación distribuida [10] reducen en gran medida las pérdidas producidas en el transporte de la energía eléctrica, así como la componente aleatoria en la producción y en el consumo. Además, las nuevas regulaciones en sistemas eólicos demandan que estos elementos tengan suficientes reservas de energía reactiva para compensar huecos de tensión [11]. Aunque la generación distribuida y estas primeras políticas de cooperación pueden ayudar, se deberían implementar otras políticas activas más complejas para incrementar la estabilidad y promover las energías renovables.

Ahora mismo, los grandes generadores eólicos son los principales aportadores de energía renovable en España con un 21.2% de la demanda peninsular el 2013 [12]. Sin embargo, los sistemas más frecuentes en pequeñas y medianas instalaciones, tanto domésticas como industriales, son los sistemas solares fotovoltaicos. Esto es debido a que no requieren unas condiciones climáticas tan específicas y a que tienen una producción más fácilmente predecible que la de los generadores eólicos.

Los pequeños y medianos sistemas fotovoltaicos, conectados a la red eléctrica, deberían también, contribuir a las políticas de cooperación activa antes citadas. Para poder implementar estas políticas será necesario proveerlos de fuentes adicionales y/o elementos almacenadores de energía. Estos nuevos elementos, añadidos al sistema fotovoltaico, pueden ser conectados directamente a la red eléctrica mediante sus propios inversores, pudiéndose ir ampliando el sistema de forma gradual.

Esta topología clásica de conexionado de nuevos elementos a la red eléctrica puede ser mejorada, si la energía de estos elementos es procesado por el inversor existente, en vez de conectarse directamente a la red eléctrica con un nuevo inversor. Un adaptador permitirá inyectar la energía de estos elementos en el punto de conexión de los paneles solares y el inversor. De esta manera se mejoraría la eficiencia del sistema debido a que se puede reducir la energía circulante en el sistema y a que los convertidores DC-DC acostumbran a tener mayor rendimiento y fiabilidad que los DC-AC al tener menos interruptores. Además, como el inversor está habitualmente infrautilizado por culpa de la disponibilidad horaria solar, se puede ampliar sustancialmente la capacidad de generar energía del sistema manteniendo el inversor fotovoltaico previo, incrementando la eficiencia del inversor y ahorrando en costes [13].

La conexión de nuevos elementos en paralelo con el campo solar se puede hacer mediante un adaptador adecuado. Este debe ser capaz de introducir o extraer energía del sistema fotovoltaico sin perturbar la operación en el punto de máxima potencia del campo solar en el inversor fotovoltaico. En este sentido, no se ha encontrado literatura sobre el diseño de una etapa de potencia que permita añadir adecuadamente nuevos elementos a un inversor fotovoltaico con MPPT. Por esto, la principal aportación de esta tesis es el desarrollo de este tipo de adaptador, que llamaremos Smart Panel Device (SPD), y que permite añadir fuentes, cargas y/o elementos almacenadores de energía en sistemas fotovoltaicos convencionales ya instalados.

El Smart Panel Device es un adaptador basado en un convertidor electrónico de potencia conmutado, que es controlado de manera que su puerto de salida se comporte como

una fuente o sumidero de potencia con una curva característica especial para que no perturbe el funcionamiento del sistema fotovoltaico. De esta manera se podrán insertar en el sistema previo tantos elementos, adaptados con su propio SPD, como sea necesario, conectando las salidas de los adaptadores en paralelo con los paneles fotovoltaicos.

El SPD se usará para ampliar sistemas fotovoltaicos convencionales con otras fuentes, con lo cual se incrementará la energía enviada a la red y se podrá reducir la aleatoriedad de la generación. El SPD se puede usar para introducir cargas directamente en el punto de conexión entre los paneles solares y el inversor. Esta técnica debería resultar más eficiente, que la conexión en AC, debido a que se reducen los pasos de conversión. El SPD, también se puede utilizar para añadir sistemas de almacenamiento de energía. Con estos sistemas se podrá ampliar el uso del inversor, pudiendo trabajar este más horas al día, y permitiendo la ampliación de la potencia de generación instalada sin modificar el inversor. Además, permitiría la creación de una reserva de energía que puede ser usada para la inyección de determinados perfiles a la red eléctrica, así como para la implementación de políticas de cooperación activa con la red eléctrica.

Otra aplicación del SPD es la de poder adaptar elementos a un inversor fotovoltaico con algoritmo MPPT integrado. Esto es así porque el puerto de salida del SPD tiene un funcionamiento característico parecido al de un panel solar, permitiendo al inversor encontrar un punto de trabajo donde operar correctamente. Con esta técnica se puede usar un inversor fotovoltaico con MPPT para enviar a la red eléctrica la energía de generadores varios, con o sin punto de máxima potencia. Por el mismo motivo, también puede ser útil para realizar cargas activas regenerativas, enviando la energía que se quiera disipar en un sistema dado, hacia la red eléctrica vía un inversor fotovoltaico.

Otra aportación importante de esta tesis es la implementación de un controlador por histéresis integrado en un microcontrolador. Este es un comparador con histéresis analógico cuyas referencias son generadas digitalmente por el microcontrolador. Además, como todo queda implementado dentro del encapsulado del microcontrolador, resulta una implementación sencilla, fiable, rápida y de bajo coste.

Esta realización del comparador con histéresis se ha concebido para facilitar la implementación del SPD. Debido a que en la mayoría de realizaciones del SPD se recomienda un control en modo deslizamiento, y que el uso de microcontroladores facilita y flexibiliza la implementación de los algoritmos de control, se decidió desarrollar un controlador por histéresis analógico usando un microcontrolador de bajo coste. Este desarrollo, aparte de ser

muy útil para la realización de adaptadores SPD, también lo es para realizar controladores por histéresis donde se quieran algoritmos de control relativamente complejos o, simplemente, dotar de mayores prestaciones a las implementaciones analógicas existentes.

Tal y como se ha explicado en este primer capítulo introductorio, después de revisar el estado del arte en sistemas de energías renovables y, concretamente, en sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica, se ha observado que no había un método sistemático para ampliar sistemas fotovoltaicos ya instalados de forma eficiente y al mínimo coste. La sistemática reside en el uso de un adaptador con una característica de salida que potencia-tensión determinada, sea cual sea el elemento a incorporar.

La ampliación de una instalación fotovoltaica, a partir de la introducción de fuentes, cargas y/o elementos almacenadores de energía aporta algunas mejoras al sistema fotovoltaico previo como son: el incremento de la potencia de generación instalada sin requerir la ampliación del inversor, la reducción de la aleatoriedad de la producción, la reducción de la energía circulante y el control de los perfiles de inyección a la red, pudiendo participar en la regulación de la red.

El objetivo de esta Tesis sistematizar la introducción de nuevos elementos en un sistema fotovoltaico ya existente, para inyectar o extraer energía, así como mejorar sus prestaciones mediante el desarrollo y aplicación del concepto Smart Panel Device.

Para la consecución de este objetivo se ha desarrollado el concepto de Smart Panel Device, así como numerosos convertidores, para diferentes cargas o fuentes que se incorporan al sistema, varias formas de implementar el control que impone la curva potencia-tensión del SPD y un comparador con histéresis integrado en un microcontrolador. Todos estos sistemas han sido analizados, simulados y verificados experimentalmente. Los resultados de este trabajo permiten concluir que es posible establecer una sistemática en la ampliación y mejora de un sistema fotovoltaico basada en el uso del SPD. Estos resultados han sido publicados en los artículos de revista y congreso detallados en el apartado 9.3.

Tras esta introducción, en el capítulo 2 se presenta el estado del arte para contextualizar la investigación realizada en esta Tesis.

En el capítulo 3 se presenta el Smart Panel Device. El capítulo empieza con la descripción del SPD mostrando las bases teóricas sobre las que se sustenta, explicando cómo debe ser la característica de salida del adaptador para comportarse como un SPD y ser compatible con un inversor comercial con MPPT. A continuación se explica cómo se

determinaran los puntos característicos que separan sus regiones de funcionamiento y que definen la forma de la curva  $P_o(V_o)$  de la etapa de salida del adaptador SPD. Tras ello, se comentará con qué criterios se debe elegir la topología del convertidor de potencia más adecuada para el adaptador. A continuación, se explica cómo debe implementarse el control del SPD en función de si se controla la potencia fijando la corriente del inductor de entrada, la del de salida o si se hace indirectamente mediante un lazo de realimentación. Finalmente, el capítulo aborda cómo se puede implementar el control en modo deslizamiento para el SPD de forma analógica y programada, ofreciendo también una alternativa de implementación PWM.

En el capítulo 4 se explica cómo se puede analizar el SPD para determinar su estabilidad. Primero se darán unas guías de cómo modelar el sistema formado por el campo solar, el inversor y el adaptador SPD. A continuación se propone un modelo simplificado ideal que nos permite sacar conclusiones sobre el comportamiento el sistema completo cuando está aportando energía y cuando la está absorbiendo. Se estudia la estabilidad en el punto de conexión para cada una de las regiones de funcionamiento de la curva del SPD. Después se explica, paso a paso, como particularizar el análisis a cualquier convertidor SPD para obtener conclusiones sobre la estabilidad en el punto de conexión. Finalmente se estudian dos ejemplos de SPD cuyos adaptadores están basados en los convertidores básicos *Buck* y *Boost*.

En los siguientes capítulos se estudia posibles aplicaciones del SPD. Estas se organizan en tres clases: a) las que se deducen de la ampliación de un sistema fotovoltaico convencional (campo solar + inversor), b) las que resultan de adaptar un elemento a un inversor con algoritmo MPPT (sin usar paneles fotovoltaicos) y c) las resultantes de usar el SPD como elemento aglutinador de elementos para formar microrredes.

Así, en el capítulo 5 se muestran las ventajas de ampliar los sistemas fotovoltaicos para crear una reserva de energía y como el SPD puede influir en el dimensionado del inversor y en su capacidad de enviar energía a la red eléctrica. Los elementos y facilidades disponibles en el laboratorio del Grupo de Automática y Electrónica Industrial (GAEI) para poder experimentar la introducción de elementos en sistemas fotovoltaicos se exponen a continuación. Posteriormente se describe cómo se la introducción de diferentes elementos al sistema fotovoltaico, mostrando las curvas características del SPD y comentando las problemáticas observadas. Estos elementos son: una pila de combustible de 100 W, un aerogenerador, otra pila de combustible de 1.2 kW y una batería. Finalmente se muestra que el SPD permite crear una reserva de energía para poder controlar el perfil de inyección a la red eléctrica.

El capítulo 6 se centra en las aplicaciones sin paneles solares. Primero se muestra la curva de salida necesaria, detallando como se puede mejorar el rendimiento del sistema escogiendo bien estos puntos de interés de la curva, y por lo tanto el punto de trabajo del inversor. Como ejemplo de aplicación, se propone adaptar una fuente sin MPP a un inversor MPPT para enviar su energía a la red eléctrica, concretamente una pila de combustible *Ballard Nexa*. Finalmente, se realiza una carga activa regenerativa usando el SPD junto con un inversor con MPPT.

En el capítulo 7, se comentan algunas arquitecturas de microrredes que pueden ser realizadas con SPD. En primer lugar se amplía un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica convirtiéndolo en una microrred DC. En segundo lugar, se propone usar el SPD para conectar a la red eléctrica un sistema de energías renovables aislado. En tercer lugar, se presenta una estructura que resulta de combinar las dos anteriores. El capítulo culmina proponiendo una microrred DC de tensión variable, donde se aplica un control distribuido de sus elementos, basado en la inspección de la tensión del bus.

En el capítulo 8 se detalla como se puede implementar un controlador por histéresis analógico usando un microcontrolador, que fue desarrollado para poder realizar el SPD. Tras introducir la problemática y los antecedentes, se explica con detalle la implementación propuesta, los recursos de sistema que requiere y como se debe conectar. A continuación se realiza un test para verificar que el método propuesto funciona correctamente y comprobar sus prestaciones. Tras presentar como se aplica esta técnica para realizar SPD, se presenta dos aplicaciones más para ilustrar la potencia de la técnica presentada. En primer lugar, se implementa un convertidor DC-DC para evacuar la máxima potencia posible de un campo solar fotovoltaico. En segundo lugar, se realiza un rectificador con corrección del factor de potencia (PFC). En esta última aplicación se pueden aprovechar muchas más ventajas de esta implementación del comparador con histéresis. Por ejemplo, cómo reducir la distorsión armónica de la corriente de entrada usando una referencia interna y las ventajas de fijar la frecuencia de conmutación.

Finalmente, en el capítulo 9 se ofrecen las conclusiones a las que se ha llegado con la investigación realizada, resumida en este documento de tesis, así como las líneas de investigación futuras y las aportaciones realizadas. El documento termina con la bibliografía utilizada.

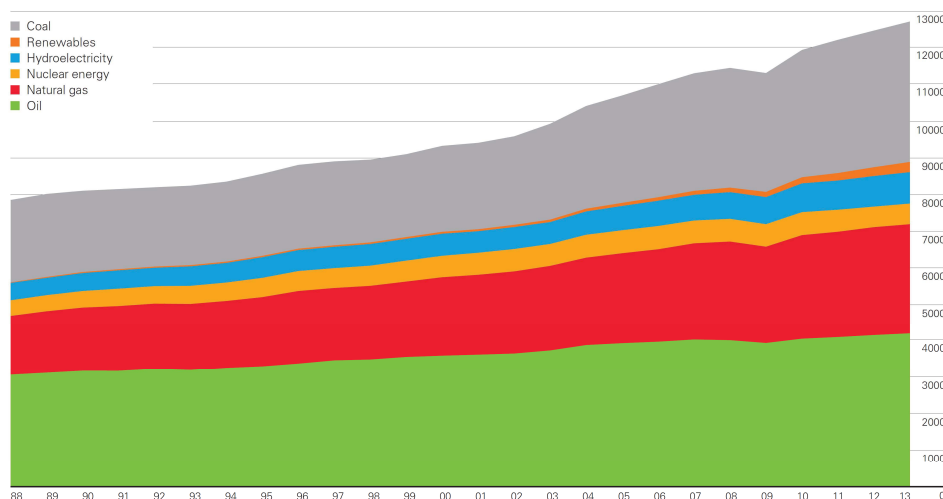
## Capítulo 2

### SISTEMAS DE ENERGÍAS RENOVABLES

#### 2.1. INTRODUCCIÓN

Tradicionalmente la producción de energía eléctrica ha estado centralizada, generada mediante centrales térmicas, hidroeléctricas o nucleares, y distribuida a los consumidores mediante la red eléctrica. Actualmente la consciencia medioambiental, las normativas de referentes a la limitación de las emisiones de CO<sub>2</sub>, la dependencia de los países productores del suministro energético, así como el agotamiento de las fuentes de energía primaria, han motivado que los gobiernos de los países desarrollados promovieran, mediante subvenciones y exenciones fiscales, el desarrollo de fuentes de energía de origen renovable, principalmente energía eólica y solar fotovoltaica [14, 15].

**World consumption**  
Million tonnes oil equivalent



**Figura 2-1: Evolución del consumo energético mundial [16].**

Por estas razones, hay un gran interés científico e industrial, en este tipo de fuentes de energía, que hace que el sector esté en constante expansión. Esto ha dado lugar a que la



contribución de las energías renovables en la red eléctrica haya tenido un importante crecimiento en los últimos años [17, 18].

## **2.2. GENERACIÓN DISTRIBUIDA**

### **2.2.1. Introducción a la generación distribuida**

La red eléctrica está evolucionando hacia un sistema basado en elementos de generación distribuidos (DG). Un generador de energía distribuido es un elemento productor deslocalizado o disperso que no está controlado directamente por el supervisor u operador de la red eléctrica y conectado a la red de distribución cerca de los consumidores finales [19].

El uso de estos sistemas de generación distribuida presenta ventajas, como por ejemplo, la reducción drástica de las pérdidas por transporte, debido a que estas fuentes de generación distribuida están mucho más cerca de los consumidores [20].

Sin embargo, el uso de sistemas distribuidos también presenta algunos inconvenientes, cuya importancia es cada vez mayor, como son su impacto en el sistema eléctrico en lo concerniente al estado de operación, funcionamiento dinámico, la fiabilidad, la calidad de la energía, la protección y la seguridad [21-23].

Hace años, cuando el índice de penetración de este tipo de tecnologías era muy bajo, los únicos requisitos que imponía el operador de la red eléctrica eran que la corriente inyectada tuviese baja distorsión armónica total, un factor de potencia unitario, y que los generadores se desconectasen en caso de detección de perturbaciones en la red eléctrica como las caídas o los huecos de tensión. Sin embargo, el rápido crecimiento de potencia generada mediante la energía eólica ha hecho aparecer graves dificultades de integración de estas fuentes en la red eléctrica. Con estas políticas poco restrictivas de explotación de la red, todos los aerogeneradores afectados se desconectan cuando hay una caída de la tensión, dificultando el restablecimiento del servicio y, por lo tanto, comprometiendo la estabilidad de la red.

Además, la producción generada por los sistemas de energía renovable depende de las variaciones en los recursos, especialmente en el caso de la energía eólica y la solar, y escapa del control por parte del operador de red que los puede considerar como cargas negativas [24, 25]. Para elevados índices de penetración de los sistemas de generación distribuida, la evolución de la demanda resultante, se verá gravemente afectada por las variaciones en la

disponibilidad de recursos de origen renovable, complicando el control de la red. Además, teniendo en cuenta que la generación eléctrica tradicional se encarga de equilibrar la producción con la demanda de electricidad, este equilibrio es más difícil de conseguir debido a que la proporción de generadores tradicionales disminuye.

Por otro lado, los sistemas de generación centralizada usan alternadores con un alto nivel de inercia, y por tanto, almacenan una gran cantidad de energía cinética que ayuda a estabilizar la red. Otra ventaja de estos alternadores es la dependencia de la diferencia potencia activa generada y la consumida con la frecuencia de la red [26]. Esto es debido a que si hay un exceso de generación tienden a embalsarse (aumentar la frecuencia de la red) o si hay un exceso de consumo tienden a frenarse (reducción de la frecuencia de la red). Esta característica de los alternadores es particularmente útil para realizar regulación primaria y facilita el uso de la frecuencia de la red como variable global para informar sobre el equilibrio energético de la red eléctrica, eludiendo la necesidad de un sistema de comunicaciones complejo y de gran ancho de banda entre el operador y las centrales [27].

Esta capacidad de regulación de las centrales tradicionales con alternadores se pierde en muchos sistemas de generación distribuida debido a que se conectan a la red con inversores de potencia, perdiendo la inercia característica de los sistemas tradicionales. Esta circunstancia puede provocar problemas de integración. Por esta razón, los recursos energéticos de generación distribuida no controlable procedentes de la energía fotovoltaica o eólica, se deberían limitar al 20% o 30% para no dificultar el control y regulación del equilibrio energético de la red eléctrica [15, 28].

Para que estas fuentes de energía renovable puedan representar una alternativa viable al actual sistema de distribución de electricidad, son necesarios generadores controlables y/o dispositivos de almacenamiento de energía para mantener un cierto control sobre los intercambios de potencia con la red eléctrica y así mejorar la controlabilidad del equilibrio energético de la red. Lógicamente estos elementos adicionales requerirán unas estrategias de control. Estas estrategias pueden ser llevadas a cabo por el operador de red, o de forma local, lo más cerca posible del elemento. Esta última posibilidad, en que pequeñas partes de la red eléctrica se autogestionan, conduce al concepto de microrred que está siendo señalado como una de las alternativas más prometedoras para la gestión del sistema eléctrico [29].

## 2.2.2. Microrredes

Una microrred puede ser definida como un conjunto de cargas, generadores (energía eólica, fotovoltaica, hidráulica, pilas de combustible, microturbinas, etc.) y elementos almacenadores de energía (baterías, almacenamiento de hidrogeno, volantes de inercia, aire comprimido, supercondensadores, bombeo, etc.) conectados a la red eléctrica a través de un punto de conexión común (PCC), utilizando convertidores de potencia controlables. Desde el punto de vista del sistema eléctrico, la microrred puede ser vista como una caja negra con una estrategia de control global [30]. Las diferentes estrategias de control global se repartirán entre los distintos elementos controlables [31].

Por una lado, existe un control central o *master-slave* en el que un supervisor establece, en tiempo real, el punto de trabajo de cada uno de los elementos [32]. La ventaja de este punto de vista es la exactitud del control y su inconveniente es que requiere de un sistema de comunicaciones muy potente entre el *master* i los elementos, *slaves*, de la microrred. Se pueden superponer las señales de comunicación directamente en las líneas de potencia [33, 34], aunque, en función de la complejidad de los mensajes, la distancia entre los elementos y la forma de la tensión (AC, DC regulada o DC variable), este método de comunicación puede ser más o menos viable. Una alternativa sería utilizar cables o buses de comunicación independientes de la distribución de potencia, pero esta es una alternativa difícilmente factible en microrredes de gran extensión [35].

Por otro lado, el control distribuido es otra técnica de control posible [36]. En este caso, cada elemento se administra a sí mismo. En el control distribuido, la idea es utilizar una variable eléctrica común a todos los elementos para informarlos sobre el estado energético de la microrred. Cuando la distribución es en AC, a menudo la variable seleccionada es la frecuencia. El inconveniente de usar la frecuencia es que se trata de una variable global de la red eléctrica, de manera que varía en función del estado energético de toda la red, en vez del de la microrred. Además, como no son deseables grandes desviaciones en la frecuencia, el margen de control es reducido.

Un método para simplificar las restricciones de la comunicación es la aplicación de un control jerárquico y dividir la microrred en sectores [37]. En este caso, el requisito de rápida comunicación solo se aplica entre el supervisor central de la microrred y el controlador local de cada sector. La gestión de cada sector puede ser entonces distribuida o controlada mediante buses de comunicación.

La estrategia de control debe estar diseñada, normalmente, de manera que el perfil de potencia intercambiado entre la microrred y la red eléctrica se ajuste a las restricciones fijadas por el operador como pueden ser: valores máximos y mínimos, predicciones, derivadas de potencia, etc. Aun así, estas políticas de control solo contribuyen a reducir las perturbaciones que los sistemas de generación distribuida generan en la red eléctrica, es decir la generación distribuida no contribuye al funcionamiento y control de la red. Con esta política de control, el operador debe mantener activas las plantas tradicionales de generación de energía eléctrica para asegurar una reserva de energía para asegurar el equilibrio en la potencia de la red.

En las redes eléctricas donde gran parte de la generación es distribuida, el coste de mantener el sistema eléctrico de manera fiable y estable se incrementará y aumentaran aún más los problemas técnicos [38]. Por ello, la continua modernización de las redes eléctricas requerirá que las microrredes y sus centros de generación distribuida den soporte a la explotación y el control de la red eléctrica trabajando, hasta cierto punto, como centrales de generación convencionales.

Como las microrredes incorporan inversores electrónicos de potencia controlables conectados a la red eléctrica, si éstas disponen de elementos almacenadores de energía, presentan cierta capacidad de soporte a la red eléctrica sin necesidad de equipamiento adicional [39-41]. Para habilitar estas nuevas capacidades, solo se deben aplicar los lazos de control adecuados. Como mayor sea el número de elementos controlables, mayor será la capacidad de la microrred para colaborar con la red eléctrica. Esto va abrir un amplio abanico de posibilidades dependiendo de las características de la microrred. En cualquier caso, el diseño de una microrred y su control han de intentar maximizar la capacidad de sus servicios auxiliares, y en particular, contribuir a la mejora de la alimentación de las cargas internas, a la reducción de las perturbaciones inyectadas y a la estabilidad de la red.

Para contribuir en la mejora de la alimentación de las cargas internas, la microrred incluye generadores y elementos de almacenamiento de energía. Así, la microrred podría operar en modo isla o conectada a la red eléctrica, y, como mínimo, mantener alimentadas una parte de las cargas en caso de caída de la red eléctrica. El modo isla ha estado objeto de mucha atención por parte de los investigadores y, de hecho, podemos encontrar en la literatura diferentes propuestas de estrategias de control [25].

Por otro lado, para reducir las perturbaciones inyectadas en la red eléctrica, la microrred debería poder compensar los armónicos generados por sus cargas, regular la tensión y amortiguar las resonancias en el punto de acoplamiento común (PCC). En primer lugar, los

inversores pueden ser utilizados para compensar los armónicos generados por las cargas no lineales que puedan estar alimentadas por la microrred, como se indica [40, 42]. En segundo lugar, las caídas de tensión en las impedancias de la red producen variaciones en el voltaje del punto de acoplamiento común. La microrred puede colaborar en la regulación de este voltaje en el PCC imponiendo una componente reactiva en las corrientes de salida de los inversores como se sugiere en [40, 43-45].

En tercer lugar, los inversores utilizados en las microrredes incluyen un filtro de salida (generalmente del tipo LCL) para reducir los armónicos de corriente de alta frecuencia. Esto puede comprometer la estabilidad de la red a causa de la interacción de la impedancia de la red con los filtros de salida de todos los inversores conectados, que quedan en paralelo. Como resultado, y dependiendo del lazo de corriente diseñado, el contenido armónico de la salida podría incrementarse o, en el peor de los casos, el lazo de corriente puede convertirse en inestable. Como consecuencia de esto, aparecerán oscilaciones mantenidas de media frecuencia o se producirá la desconexión del inversor debido a las protecciones por sobrecorriente [26, 46]. Para evitar estas resonancias, el lazo de control interno de los inversores debe ser modificado con el fin de obtener un amortiguamiento activo de las posibles frecuencias de resonancia. Aunque la mayor parte de la literatura se basa en controladores basados en modelos lineales [47-51], existen otras técnicas de control no lineal que mejoran la robustez del sistema frente a variaciones paramétricas, y en particular, a variaciones en las impedancias externas a la microrred [52].

Para la contribución a la estabilidad de la red eléctrica, las microrredes pueden dar soporte a la regulación primaria, ayudando a obtener el equilibrio energético en la red, pueden contribuir al amortiguamiento de las oscilaciones de la red e incrementar el poder de restauración de la red en caso de huecos de tensión. La regulación primaria consiste en una estrategia de control distribuido que utiliza la frecuencia para conocer el estado energético de la red. Esto es debido al funcionamiento tradicional de la red eléctrica con centrales eléctricas basadas en generadores síncronos conectados a la red. En estos generadores, si la demanda energética supera la generación tienden a frenarse, y por lo tanto a disminuir la frecuencia. Contrariamente, si la carga es menor que la generación, tienden a embalsarse, provocando el aumento de la frecuencia. Con ello si la frecuencia no es la nominal, sabemos si el sistema eléctrico requiere de más o menos potencia para lograr el equilibrio. Con esta finalidad, a los generadores tradicionales se les requiere una reserva de energía de entre el 1.5% y el 2.5% de su potencia nominal que será requerida en el caso de que haya una desviación en la frecuencia de la red [53].

Visto esto, la regulación primaria requiere de una reserva de energía. En este sentido, trabajos como [54] se propone que un aerogenerador opere por debajo de su punto de máxima potencia, generando una reserva de energía que le permita contribuir a la regulación primaria. Esta idea también podría ser aplicada a sistemas solares fotovoltaicos, aunque tiene el inconveniente de que se deja de cosechar una energía que podría aportar al sistema en contrapartida de obtener esta reserva de potencia. Una microrred que dispusiera de elementos almacenadores, podría proporcionar por sí misma la reserva de energía necesaria. De esta manera podría usar todos sus generadores basados en energías renovables en su punto de máxima potencia para minimizar la producción controlable de elementos que requieran combustibles de origen no renovable.

La sustitución de los alternadores por inversores electrónicos reduce la capacidad de amortiguamiento del sistema eléctrico debido a la reducción de la inercia, pudiendo aparecer oscilaciones de baja frecuencia, entre los 0.2 y los 2 Hz. Siguiendo las recomendaciones de REE en [55], se deberán introducir en los inversores lazos de control adicionales para que estos participen, en la medida de lo posible, en el amortiguamiento de dichas oscilaciones.

Finalmente, la microrred puede dar soporte a la restauración en caso de una caída de la tensión transitoria, como es el caso de los huecos de tensión. Para ello deberán tener controles que prioricen la inyección de potencia reactiva dando cumplimiento a los reglamentos del operador de la red [56].

### **2.2.3. Buses de distribución**

Una microrred conecta todos sus elementos mediante un bus de energía mediante el cual intercambiar energía entre ellos. Este bus se conecta a la red eléctrica mediante un único punto de conexión común (PCC) que permite a interacción entre la red y la microrred. Este bus de distribución de energía puede ser en DC, AC o de forma mixta. Existe en el mundo científico y técnico un debate abierto sobre cuál es la mejor tipo de distribución para una microrred.

A finales del siglo XIX Thomas Edison y Nikola Tesla ya tuvieron un intenso debate científico sobre las ventajas e inconvenientes de la distribución en AC o DC, ganando Tesla por la facilidad de transporte de la AC, gracias a los transformadores. Desde entonces se han hecho números estudios al respecto, especialmente desde que se puede realizar transformadores en DC con convertidores conmutados. Así, en el proyecto coordinado DPI-2009-14713-CO3 “Arquitecturas electrónicas de conversión de potencia para sistemas de generación distribuida”, tres grupos de investigación universitarios comparan las ventajas e

inconvenientes de los dos sistemas. En la UPC abordan la distribución en AC, en la URV la distribución en DC y, por último, en la UPNA una distribución mixta.

Cada tipo de distribución, así como que sus valores (tensión y/o frecuencia) sean regulados o no, da lugar a una arquitectura determinada. Muchos generadores, como los eólicos o las microturbinas, son de corriente alterna, pero otros, como los paneles fotovoltaicos o las pilas de combustible funcionan en continua. Los elementos almacenadores como las baterías y los supercondensadores también son de continua, así como muchas cargas eléctricas como ordenadores, cargas electrónicas, lámparas LED, etc. Bajo este punto de vista, parece razonable tanto una distribución eléctrica en continua. Sin embargo, muchas cargas comerciales han estado adaptadas para funcionar en alterna. Además, dado que, más allá del PCC, la distribución convencional es en alterna, una distribución interna en alterna también sería razonable.

La mayoría de los elementos de una microrred deben estar conectados al bus de distribución mediante convertidores de potencia (DC-DC, AC-DC, DC-AC o AC-AC). De hecho elementos AC como los generadores eólicos, microturbinas o motores usan convertidores de potencia para maximizar su rendimiento pues trabajan mejor a frecuencia variable. En este sentido la distribución en DC parece reducir los requisitos en electrónica de potencia, dando lugar a una reducción de los costes y un incremento en la eficiencia.

Algunas de las ventajas de la distribución en DC serían:

- Las cargas quedan protegidas frente a las perturbaciones en la red eléctrica (incluidas subidas y bajadas en la tensión).
- No se aplican las pérdidas de transmisión inductiva.
- No hay energía reactiva y es más fácil de regular el flujo de energía entre los diferentes elementos de la microrred.
- No hay complejos problemas de control relacionados con la calidad de la forma de onda y los armónicos.
- El control distribuido es factible mediante el uso de un bus DC de tensión variable utilizando una esquema de control del tipo *Voltage Event Control* (VEC). Esta técnica de control es probablemente la más sencilla para este tipo de bus, y tiene especial interés en microrredes pequeñas como es la distribución eléctrica de una

casa unifamiliar [34]. Precisamente esta técnica será usada para controlar la microrred en desarrollo en el laboratorio, como se detalla en el apartado 7.6.

- Por otro lado, si las comunicaciones son necesarias, enviar la información modulada sobre la línea de potencia es especialmente fácil [32-34, 57-60].

La distribución en DC también tiene sus inconvenientes. Uno de ellos puede ser la duración de los arcos en la desconexión de los equipos, dado que la tensión nunca pasa por cero. Otro, podría ser la ausencia de disyuntores y protecciones diseñados específicamente para trabajar en DC [34]. Por otro lado, aunque muchas cargas podrían ser alimentadas en DC, actualmente están adaptadas, mediante un convertidor, a la distribución estándar en AC.

## 2.3. SISTEMAS SOLARES FOTOVOLTAICOS

Los sistemas solares fotovoltaicos son los sistemas de generación distribuida basados en energías renovables más extendidos entre los pequeños productores debido a que no requieren de unas condiciones climáticas específicas, como las que puede requerir una instalación eólica.

Podemos encontrar instalaciones fotovoltaicas aisladas y conectadas a la red eléctrica. Las instalaciones aisladas, como la del esquema de la Figura 2-2, están formadas por un campo solar, un cargador de baterías con seguimiento del punto de máxima potencia, baterías y un inversor en modo fuente de tensión para alimentar las posibles cargas AC. Estos sistemas aislados se han desarrollado para poder dar alimentación eléctrica a lugares donde no es viable la llegada de una línea eléctrica convencional.

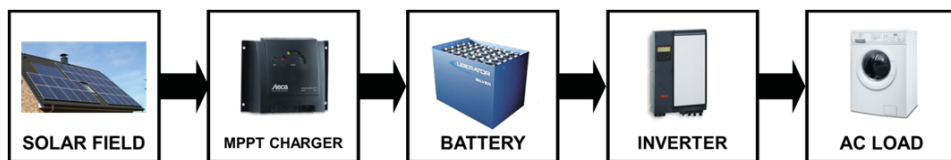


Figura 2-2: Esquema de un sistema fotovoltaico aislado

Por el contrario, donde llega la red eléctrica, podemos encontrar los sistemas conectados a la red, que son sistemas más simples que los aislados. Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red, como se muestra en la Figura 2-3, están formados, únicamente, por el campo solar y el inversor con seguimiento del punto de máxima potencia para la conexión a la red. En este caso, las cargas AC se conectarán directamente a la red eléctrica.



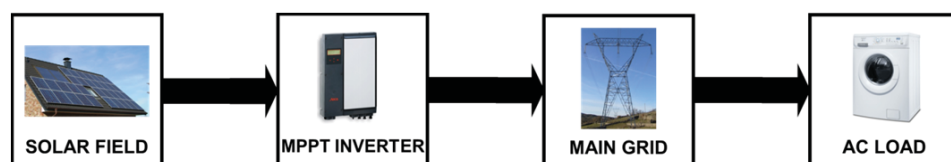


Figura 2-3: Esquema de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica

Este sistema aprovecha mejor la energía generada por el campo solar debido a que es más eficiente, al tener menos elementos de conversión. Como requiere de la red eléctrica, en caso de fallo de ésta, el sistema deja de funcionar. Al mismo tiempo, la red se puede ver como un almacenador infinito de energía, con lo cual los paneles podrán funcionar al punto de máxima potencia continuamente. En el sistema aislado, cuando la batería está cargada se pierde la energía producida por los paneles. En la práctica no son sistemas comparables, y cada uno tiene su hueco en el mercado.

### 2.3.1. Paneles solares fotovoltaicos

Una célula fotovoltaica es una unión P-N de un semiconductor, es decir, un diodo bipolar, expuesto a la luz [61]. Estas células se pueden fabricar con diferentes tipos de semiconductores y procesos de fabricación. Hoy en día las más utilizadas son las células de silicio amorfo, policristalino y monocristalino.



Figura 2-4: Paneles solares de silicio amorfo, policristalino y monocristalino

Al incidir la luz en la célula fotovoltaica se generan portadores de carga que se transformarán en una corriente eléctrica si se dispone de un circuito para que circulen. Estos

portadores se generan cuando el fotón incidente tiene suficiente energía para arrancar electrones del semiconductor, es decir, cuando tenga más energía que la banda prohibida (*bandgap*) del material. Los fotones con energía inferior al *bandgap* no producen corriente eléctrica, aunque sí calor. Los fotones que superan el *bandgap* producen corriente, pero solo se aprovecha de ellos la energía de la banda prohibida, y la restante se disipa en calor [62].

La tasa de generación de portadores depende del flujo de luz incidente y de la capacidad de absorción del semiconductor. Esta capacidad de absorción dependerá, principalmente, de la banda prohibida del semiconductor, de la reflectividad de la superficie de la célula (que dependerá de su forma y su tratamiento superficial), de la concentración intrínseca de portadores del semiconductor, de la movilidad de los electrones, de la tasa de recombinación, de la temperatura y otros muchos factores.

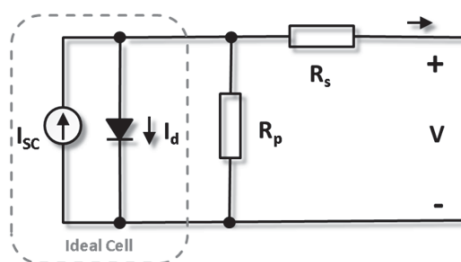


Figura 2-5: Modelo de la célula fotovoltaica

En la Figura 2-5 se muestra el circuito equivalente de una célula fotovoltaica ideal. La ecuación básica que describe matemáticamente su característica  $I(V)$  según la teoría de semiconductores [63] es (2.1)

$$I = I_{sc} - I_0 \cdot \left( e^{\frac{q \cdot V}{a \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

donde  $I_{sc}$  es la corriente fotogenerada (directamente proporcional a la irradiación solar) y los demás términos hacen referencia a la corriente que se pasa por el diodo. La  $I_0$  es la corriente de saturación inversa del diodo,  $q$  es la carga del electrón,  $k$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura de la unión, y  $a$  es la constante de idealidad del diodo.

Una célula solar real incluye otros parámetros adicionales en su modelo, la resistencia equivalente serie  $R_s$  y la resistencia equivalente paralelo (*shunt*)  $R_p$ . Así el modelo (2.1) evoluciona al modelo (2.2).

$$I = I_{sc} - I_0 \cdot \left( e^{\frac{V + R_s \cdot I}{V_t \cdot a}} - 1 \right) - \frac{V + R_s \cdot I}{R_p} \quad V_t = \frac{k \cdot T}{q} \quad (2.2)$$

Un panel solar está formado por la conexión en paralelo de  $N_p$  strings, cada uno con  $N_s$  células conectadas en serie. Las ramas en paralelo aumentan la corriente y las células en serie permiten incrementar la tensión subministrada. A *grosso modo*, el modelo (2.2) también puede ser utilizado para describir un panel solar teniendo en cuenta  $N_s$  y  $N_p$ , y modificando de forma adecuada los parámetros  $R_s$  y  $R_p$ .

Si se dibuja la curva  $I(V)$  de una célula solar según el modelo (2.2) se observa que tiene una curvatura más suave que con el modelo idealizado (2.1). Asimismo, la curva  $I(V)$  del panel solar todavía tendría la curvatura más suave. Ello es debido a la progresiva degradación del *fill-factor* ( $FF$ ) debido, primero a las pérdidas y luego a la disparidad entre las células.

$$FF = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{V_{OC} \cdot I_{sc}}, \quad 0.7 < FF < 1 \quad (2.3)$$

En la Figura 2-6 se aprecia el efecto de las resistencias  $R_s$  y  $R_p$  en la degradación del *fill-factor*. Generalmente, los paneles fotovoltaicos de silicio monocristalino presentan mejores valores de  $FF$  que los policristalinos y amorfos, siendo éstos últimos los peores.

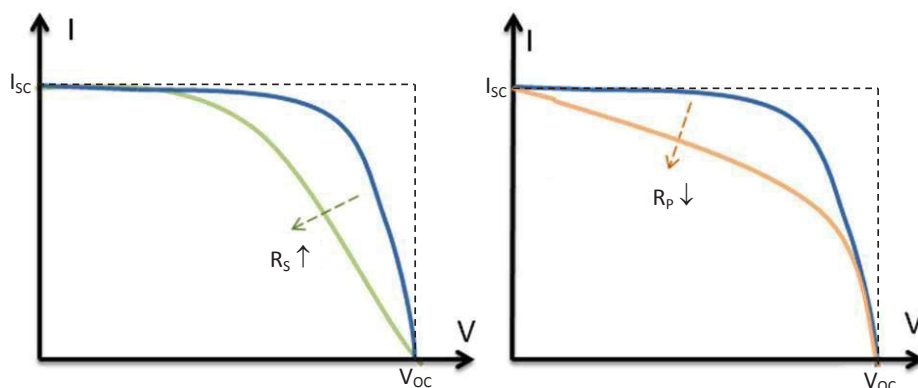


Figura 2-6: Influencia de  $R_s$  y  $R_p$  en el *fill-factor*.

### 2.3.2. Topologías de sistemas fotovoltaicos conectados a la red

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica mediante inversores MPPT se pueden clasificar según diferentes arquitecturas. Una de las arquitecturas más conocidas y simples es la que utiliza un inversor centralizado como la descrita en la Figura 2-7.

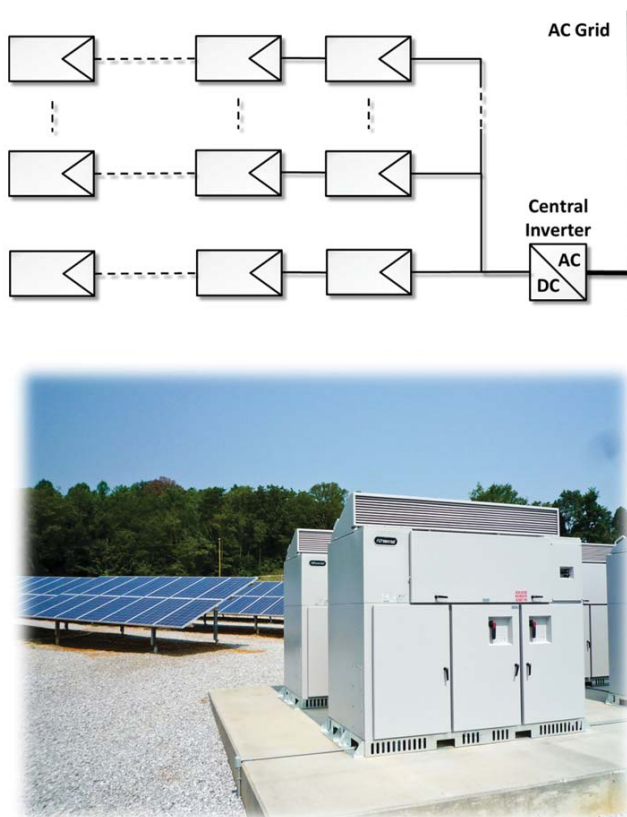


Figura 2-7: Topología de sistema fotovoltaico con inversor centralizado

En esta topología se conectan los paneles solares en series o *strings*, que luego se conectan en paralelo a un único bus de continua. Entonces todo el campo solar formado por esta matriz de paneles solares se conecta a la red eléctrica mediante un único inversor centralizado. Esta topología tiene la ventaja de usar un solo inversor, pero el inconveniente de tener una relativa baja eficiencia, debido al *mismatching* de paneles (diferencias de fabricación, de longitud del cableado, de sombreados, de suciedad, etc...) que pueden provocar degradación del *fill-factor* y máximos múltiples, así como al hecho de que hay un único seguidor del punto máxima potencia centralizado [64]. Asimismo, tiene una menor fiabilidad debido a que hay un solo inversor. Si este se estropea, se pierde toda la producción. No obstante puede tener el precio más económico por kilovatio.

Hoy en día se tiende a instalar otra topología de sistema fotovoltaico: la *string*, que se muestra en la Figura 2-8. Esta topología es una versión reducida de la arquitectura con inversor centralizado, donde cada *string* de paneles solares se conecta a su propio inversor [65]. En esta topología se eliminan algunas pérdidas de *mismatching* y la eficiencia del seguimiento del punto de máxima potencia es mejor, dado que hay un seguidor por inversor.

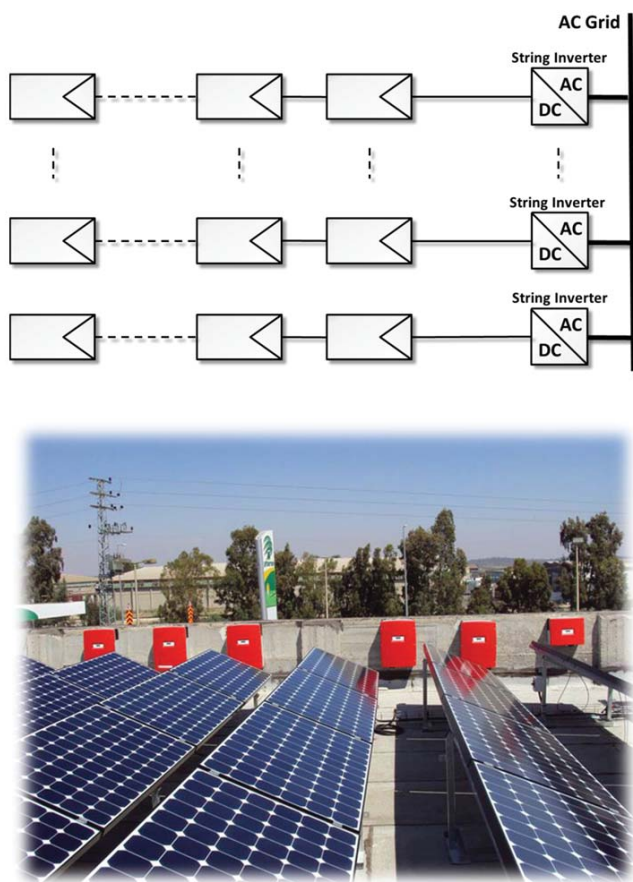


Figura 2-8: Topología de sistema fotovoltaico: *string*

Las investigaciones en el campo de las topologías de sistemas fotovoltaicos se están dirigiendo a esquemas *multi-string* como el de la Figura 2-9. En estos esquemas, respecto al sistema centralizado, se procesa la energía de cada *string* independientemente con un convertidor DC-DC. Con esto se puede realizar un seguimiento del punto de máxima potencia individualizado para cada serie de paneles, aumentando la eficiencia del sistema. Además, respecto a la *string* tiene la ventaja de su modularidad, pues el usuario puede ir ampliando su

sistema incorporando series de paneles con su convertidor e ir conectándolos al inversor centralizado [66]. Su coste y fiabilidad es intermedio entre las dos estructuras anteriores.

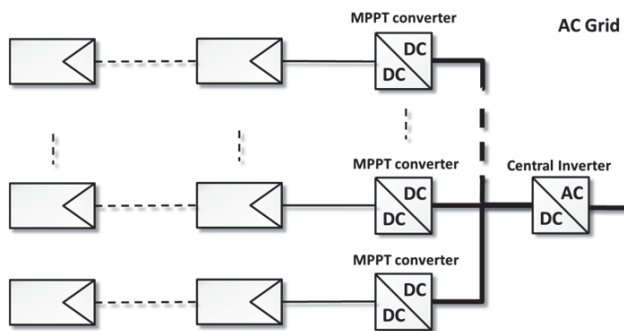


Figura 2-9: Topología de sistema fotovoltaico: "multi-string"

La ultima topología que presentamos es el modulo AC mostrado en la Figura 2-10. En la literatura se habla de módulos AC desde finales de los años 90 [67]. Desde entonces su rendimiento se ha ido mejorando hasta la actualidad. En este caso, cada panel dispondrá de su propio inversor con seguidor del punto de máxima potencia.

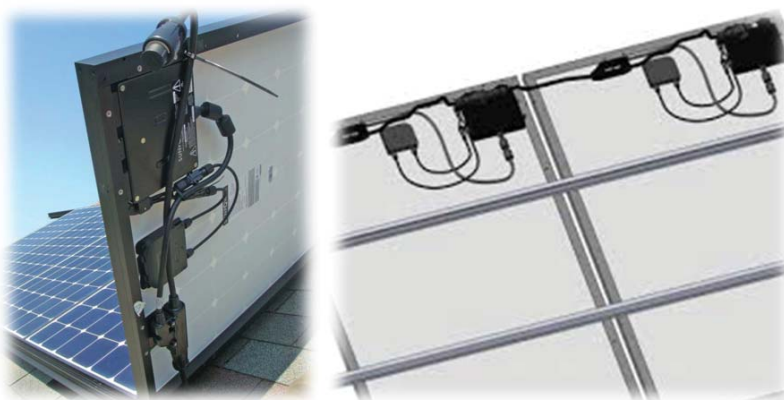
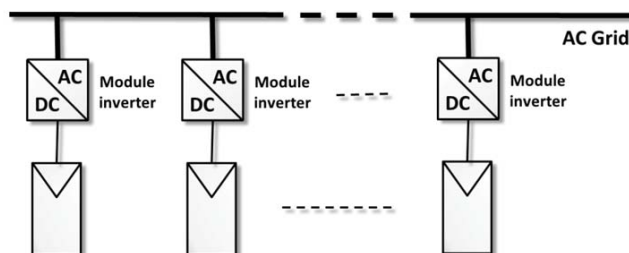


Figura 2-10: Topología de sistema fotovoltaico: módulos AC

Esta topología tiene la ventaja de que el algoritmo de seguimiento de máxima potencia puede ser muy eficiente dado que solo debe tener en cuenta un panel. Así desaparecen los problemas de pérdida de potencia por sombreados parciales que aparecen en sistemas con paneles en serie. De hecho, en estos últimos, si aparece sombra o suciedad en un panel, se perjudica el funcionamiento del conjunto al aparecer máximos múltiples. Además en el módulo AC, como se puede ver en la Figura 2-10, el inversor puede venir integrado en el panel, siendo transparente para el usuario, que sólo debe conectar el conjunto a la red eléctrica. Por esto es un sistema muy modular y de fácil ampliación, pues sólo hace falta comprar los módulos y conectarlos [68]. Una de las desventajas de los módulos AC es su rendimiento relativamente bajo debido a la ganancia de tensión necesaria entre los 20 a 40 V de un panel solar hasta la tensión de red, especialmente a baja irradiación. No obstante, hay soluciones como la técnica *burst*, que consiste en evitar inyectar a la red potencias bajas (con bajo rendimiento) almacenando la energía en un condensador e inyectándola a la red de forma intermitente, en “paquetes”, a la potencia nominal [69].

### 2.3.3. Inversores para sistemas fotovoltaicos

Una parte vital del sistema fotovoltaico conectado a la red es el inversor, cuya misión es la de hacer fluir la máxima potencia posible del campo solar hacia la red eléctrica. Podemos encontrar en la literatura un gran número de topologías útiles para implementar estos inversores para sistemas fotovoltaicos.

Los inversores pueden ser clasificados entre los de etapa simple y los de etapa doble. Los de etapa simple usan menos componentes, pero tienen graves dificultades a la hora de desacoplar el rizado de salida con la entrada, perturbando el seguimiento de máxima potencia.

Por esta razón son más habituales los inversores de doble etapa. La primera etapa formada por un convertidor DC-DC, implementa el algoritmo de seguimiento de máxima potencia enviando toda la potencia disponible hacia la segunda etapa. En la segunda etapa, un convertidor DC-AC, es decir, un inversor, se encarga de inyectar toda esta potencia a la red eléctrica de forma adecuada.

Con el control adecuado y una capacidad suficiente entre las dos etapas, se consigue un correcto desacoplo entre la entrada y la salida, evitando que el rizado transmitido por el inversor perturbe el algoritmo MPPT, lo que impediría que se obtuviera la máxima potencia posible. Esta capacidad, que se puede calcular usando (2.4) [70], acostumbra a ser un condensador electrolítico, y dado el estrés que sufre este componente, puede ser un factor

que limite la vida útil del inversor. Por esta razón, se deberá mantener esta capacidad lo más pequeña posible y, si se puede, reemplazarla por condensadores de film, de mayor fiabilidad.

$$C = \frac{P_p}{2 \cdot \omega_{grid} \cdot V_c \cdot \Delta V_c} \quad (2.4)$$

Si se utiliza un inversor tipo Barbi [71-73], dado que se trata de un inversor elevador y, por tanto, no tiene requisito de mínima tensión de entrada  $V_c$ , esta tensión  $V_c$  podría tener una excursión mucho mayor que usando un inversor reductor, dado que éste impone una tensión mínima para el bus de continua. En un inversor elevador, el margen de tensión de entrada  $V_c$  y de su rizado  $\Delta V_c$  puede ser mucho mayor, permitiendo reducir el valor del condensador. Otra ventaja del uso de dos etapas elevadoras es la posibilidad de repartir la ganancia de tensión necesaria entre el convertidor y el inversor, aumentando su rendimiento y flexibilidad respecto a los valores de tensión de entrada.

Los inversores fotovoltaicos acostumbran a requerir el uso de transformadores o topologías especiales, como la que se plantea en [68, 74], para evitar la inyección de continua a la red y los problemas de puesta a tierra. Estos problemas aparecen cuando están conectados a tierra los paneles solares y el neutro de la red eléctrica. Los transformadores de línea, o de baja frecuencia, han sido la primera solución a estos problemas, pero se están desechando debido a su bajo rendimiento y grandes dimensiones, peso y precio. Por estos motivos, en los inversores modernos hay la tendencia a usar transformadores de alta frecuencia [68].

Teniendo en cuenta, como se acaba de explicar, que la tendencia en las topologías inversoras es al uso de sistemas de doble etapa con transformador, describiremos algunas de las topologías más habituales. Estas utilizarán una estructura como la que se muestra en la Figura 2-11.

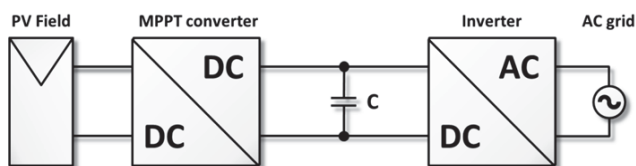


Figura 2-11: Estructura de inversor típica

En esta estructura hay una primera etapa con un convertidor DC-DC con un algoritmo MPPT que se encarga de extraer la máxima potencia posible del campo solar y entregarla al



condensador de desacoplo C. La segunda etapa es un inversor que inyectará la potencia necesaria a la red eléctrica para que la tensión del condensador C se mantenga dentro del margen deseado. La inyección de potencia a la red eléctrica por parte del inversor se debe hacer siguiendo las directrices marcadas por las normativas vigentes, como pueden ser [75, 76], que delimitan los valores permitidos del factor de potencia, distorsión armónica y corriente DC. Los inversores deberán también tomar medidas para detectar el modo isla protegiendo a las personas y los equipos en caso de la desconexión de la red eléctrica, ya sea voluntaria, accidental o debida a una avería.

La configuración más habitual en estas estructuras es la utilización de un convertidor DC-DC elevador a la entrada y un inversor reductor a la salida. El convertidor elevador actuará a modo de *Loss Free Resistor (LFR)* de manera que el campo fotovoltaico lo vea como una carga resistiva cuyo valor sea el adecuado para extraer la máxima potencia posible de los paneles [77-79].

La topología más sencilla para obtener un convertidor DC-DC elevador es la *Boost* [80-82]. Esta topología es muy usada en sistemas académicos por su fácil implementación, pero en sistemas industriales se está reduciendo su uso debido a que no permite aislamiento entre la entrada y la salida. Esto hace que se requiera el uso de transformadores de línea para obtener el aislamiento, los cuales, como ya se ha comentado, son caros, voluminosos y pesados.

Para eliminar la necesidad de usar transformadores de línea, se está tendiendo al uso de topologías DC-DC con aislamiento galvánico. Estas lo obtienen con el uso de transformadores de alta frecuencia cuyas dimensiones, peso y precio son más reducidos. Las topologías de este tipo más utilizadas son la *Flyback* [83, 84], la *Push-pull* [85] y las basadas en puentes completos [68, 80].

Otro tipo de topologías que permiten el aislamiento galvánico mediante transformador de alta frecuencia son las basadas en convertidores resonantes. Estas técnicas de conmutación suave reducen las pérdidas de conmutación, el estrés de los componentes y las perturbaciones electromagnéticas emitidas por el convertidor [86-89].

La segunda etapa de la estructura típica del inversor, vista en la Figura 2-11, es el convertidor DC-AC que se encarga de enviar toda la energía generada por los paneles solares a la red eléctrica. Como la red fija la tensión, estos inversores se suelen controlar en modo corriente, forzándola a seguir una consigna proporcional a la tensión. De esta manera se consigue tener un factor de potencia y contenido armónico adecuados.

La topología de inversor más utilizada es la *Full-Bridge*. Esto es debido a que esta topología es sencilla, tiene un coste reducido, doble de ganancia de tensión que el semipunto, y hay mucha experiencia en su utilización. Además, al ser tan usada, hay en el mercado una gran variedad de hardware diseñado específicamente para esta aplicación, con lo cual su implementación relativamente fácil y económica.

Para reducir el estrés de los componentes y la distorsión armónica en la salida del inversor, se pueden utilizar topologías multinivel [90, 91]. Estas topologías por un lado reducen el estrés de los componentes al repartir entre varios interruptores la tensión que soportan, y por otro lado mejoran la calidad de la forma de onda de la salida al poder generarla mediante escalones de tensión más pequeños. Con ello se pueden reducir los filtros o la frecuencia de conmutación para obtener un nivel de distorsión a la salida igual al del *Full-Bridge* equivalente. De hecho, este tipo de estructuras acostumbran a reducir las pérdidas de conmutación, a costa de aumentar las de conducción. Algunos ejemplos de topologías multinivel utilizadas para inversores fotovoltaicos son: *Neutral Point Diode Clamped Inverter* [81], *Assymetric Full-Bridge Multilevel Inverter* [92], *Cascaded Inverter* [93], etc.

Finalmente, aunque lo más habitual es el uso de inversores reductores, también se pueden usar inversores elevadores como los presentados en [71-73]. Estos inversores tienen la ventaja (respecto a los reductores) de permitir reducir la ganancia del convertidor DC-DC de la entrada, pudiendo mejorar el rendimiento del convertidor DC-DC. Esto debido a que, en los sistemas con convertidor elevador e inversor reductor, el elevador debe ser capaz de hacer que la tensión del condensador sea superior a la tensión de pico de la onda sinusoidal de salida, más el rizado admisible en el condensador, más un margen de seguridad que asegure la controlabilidad en los picos de tensión. En el caso que ambos convertidores sean elevadores solo se requiere alcanzar la tensión de pico de la onda sinusoidal, requiriendo una ganancia sensiblemente inferior, que además se puede repartir de manera inteligente entre ambos convertidores para optimizar la eficiencia del sistema.

Otra ventaja del uso del inversor elevador es que, debido a su poder de compensación de las variaciones en la tensión de entrada, se puede permitir un mayor rizado en la capacidad de desacoplo  $C$  que hay entre los convertidores. Con esto se puede mejorar la fiabilidad del inversor si se puede substituir los condensadores electrolíticos por otros de tecnología film.

El inconveniente que tiene este tipo de inversor elevador es la elevada tensión en modo común a su salida. Esta tensión incrementa el estrés de los componentes, con lo que se incrementa el precio del montaje y las pérdidas de conmutación.

## 2.3.4. Algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

### 2.3.4.1. Introducción

La potencia proporcionada por un panel solar depende de la irradiación que recibe y de la temperatura. Las curvas que relacionan la potencia con la tensión en función de la irradiación y la temperatura se muestran en la Figura 2-12. En estas curvas se ve claramente como existe un punto de trabajo donde la potencia que se extrae de los paneles es máxima. Para maximizar la potencia que se aprovecha del campo fotovoltaico, la carga debe trabajar siempre en el punto de máxima potencia (MPP) o cerca de él, regulando la tensión o la corriente que se extrae del panel. El punto de máxima potencia acostumbra a ser único, pero en casos de sombreado parcial se pueden encontrar máximos locales. En este caso el sistema debe ser capaz de encontrar el máximo global, el cual es único [94].

Para encontrar el punto de máxima potencia (MPPT) existen varios métodos, tal y como se encuentra en la literatura. Estos métodos difieren en su complejidad, en el número de sensores necesarios, en la velocidad a la que convergen, en su coste, en su rango de efectividad y en su tipo de implementación. Los hay sencillos y muy complejos. A continuación vamos a comentar algunos ejemplos.

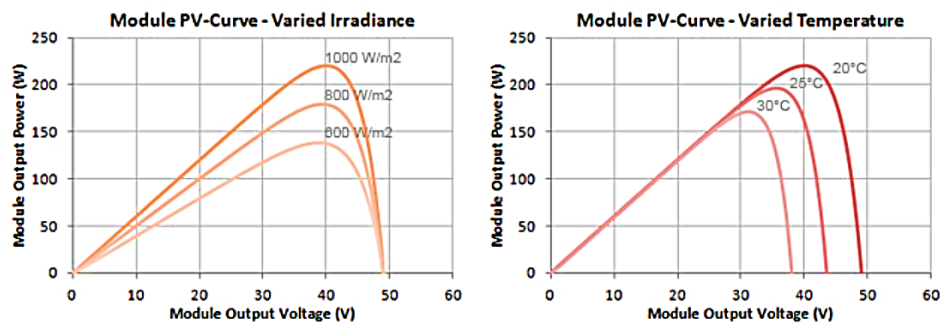


Figura 2-12: Curvas  $P(V)$  de los paneles fotovoltaicos según la irradiación y temperatura [95]

### 2.3.4.2. Hill Climbing o Perturbación y Observación

Los métodos de *Hill Climbing* o Perturbación y Observación [96-103] se basan en la realización de un cambio en el ciclo de trabajo del convertidor o en el punto de trabajo de la curva  $P(V)$  del campo solar respectivamente, y observar que ocurre con la potencia obtenida.

Por ejemplo, si en un panel fotovoltaico, como el de la Figura 2-12, se genera una perturbación en la tensión del panel  $V_{pv}$ , y a continuación se observa que la potencia extraída aumenta, se insiste en el signo de la perturbación. Si, por contra, la potencia ha disminuido,

cambiaremos la dirección de la perturbación. En la Tabla 2-1 se muestra un resumen de cómo se funcionan este tipo de algoritmos.

**Tabla 2-1: Algoritmo *Hill Climbing* o Perturbación y Observación**

| Perturbación de $V_{PV}$ | Cambio en la potencia | Siguiente perturbación de $V_{PV}$ |
|--------------------------|-----------------------|------------------------------------|
| Positiva                 | Positiva              | Positiva                           |
| Positiva                 | Negativa              | Negativa                           |
| Negativa                 | Positiva              | Negativa                           |
| Negativa                 | Negativa              | Positiva                           |

Este proceso se repetirá periódicamente aunque se haya llegado al MPP. Entonces el sistema oscilará alrededor del MPP. Esta oscilación se puede minimizar, extrayendo más energía del panel, si se reduce el paso de la perturbación. El problema de reducir este paso es que el algoritmo se vuelve lento en el arranque y frente a las variaciones atmosféricas. Para minimizar este efecto se pueden usar algoritmos con paso de perturbación variable o adaptativo, por ejemplo mediante lógica borrosa [101-104].

Para implementar este algoritmo se requiere adquirir la tensión y la corriente del panel solar y como la toma de decisiones es discreta y no continua, se acostumbra a recomendar métodos de implementación digital, como por ejemplo, microcontroladores.

#### 2.3.4.3. Conductancia incremental

El método de la conductancia incremental [105-110] se basa en que, como se puede ver en la Figura 2-12, la pendiente de la curva  $P(V)$  en el MPP es cero, positiva a su izquierda y negativa a su derecha.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} = 0 \quad \text{en el MPP} \\ \frac{dP}{dV} > 0 \quad \text{izquierda del MPP} \\ \frac{dP}{dV} < 0 \quad \text{derecha del MPP} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Si operamos con la fórmula de la pendiente de la curva  $P(V)$  podemos obtener la relación siguiente:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I \cdot V)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} \cong I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} & \text{en el MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} & \text{izquierda del MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} & \text{derecha del MPP} \end{array} \right. \quad (2.7)$$

```

graph TD
    Start([Inicio]) --> A[Adquisición de I(t) y V(t)]
    A --> B["ΔI = I(t) - I(t-Δt)  
ΔV = V(t) - V(t-Δt)"]
    B --> C{ΔI = 0}
    C -- Si --> D{ΔI = 0}
    C -- No --> E{ΔI/ΔV = -I/V}
    E -- Si --> F{ΔI/ΔV = -I/V}
    E -- No --> G{ΔI/ΔV > -I/V}
    G -- Si --> H[Incrementar VREF]
    G -- No --> I[Decrementar VREF]
    D -- Si --> J{ΔI > 0}
    D -- No --> K[Decrementar VREF]
    J -- Si --> L[Incrementar VREF]
    J -- No --> K
    H --> M[I(t-Δt) = I(t)  
V(t-Δt) = V(t)]
    I --> M
    K --> M
    L --> M
    M --> A

```

28

En este algoritmo es importante el paso con el que se incrementa o decrementa  $V_{REF}$ . Un paso grande hará que el algoritmo tenga una rápida respuesta, pero provocará que cuando se alcance el MPP, el sistema oscile alrededor de este punto. Si se reduce el paso, se puede tener una mayor precisión en la obtención del MPP a costa de que el sistema responda más lentamente a las perturbaciones. Para reducir el tiempo de arranque, en el caso de que se utilice un paso pequeño, se acostumbra a inicializar  $V_{REF}$  en un valor cercano al que se prevé como MPP. De esta manera se reduce el tiempo que se tarda en alcanzar el MPP.

Este método requiere de la adquisición de la tensión y la corriente en el panel solar. Como requiere de memorizar valores anteriores de las tensiones y corrientes, se suelen implementar en microcontroladores o DSP.

#### 2.3.4.4. Fracción de la tensión de circuito abierto

Se puede afirmar que hay una relación cercana a la proporcionalidad entre la tensión de circuito abierto  $V_{OC}$  y la de máxima potencia  $V_{MPP}$  [111-114]. Esta relación de proporcionalidad  $k_V$ , que suele tener unos valores entre 0.71 y 0.78, depende de las características de los paneles solares, véase el *fill-factor*, y suele determinarse previamente.

$$V_{MPP} \approx k_V \cdot V_{OC} \quad (2.8)$$

Conocido el factor  $k_V$  y la  $V_{OC}$ , a partir de (2.8) se puede saber cuál debería ser, aproximadamente,  $V_{MPP}$ . Entonces solo queda forzar, mediante un lazo de control, que la tensión del panel solar sea  $V_{MPP}$  para obtener una potencia próxima a la máxima. Decimos próxima porque nunca podremos asegurar que estemos en el MPP, aunque estaremos cerca del mismo. Esta técnica no es capaz de conseguir tanta energía como las dos anteriores, pero es muy sencilla y económica de implementar, pues solo requiere de un sensor de tensión y simples circuitos analógicos.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

# Capítulo 3

---

## EL SMART PANEL DEVICE

### 3.1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años ha habido un notable crecimiento en el número de instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red. Estas instalaciones, que están formadas por un campo solar y un inversor MPPT, podrían mejorarse y ampliarse a un coste reducido. Estas mejoras pueden consistir en aumentar la cantidad de la energía generada y/o mejorar su calidad. La calidad de la producción, según el regulador de red, se puede mejorar reduciendo la aleatoriedad de la producción o incluso participando en la gestión del sistema eléctrico, mejorando su integración en la red.

En este capítulo se presenta un dispositivo adaptador de potencia, que denominaremos Smart Panel Device (SPD). Este dispositivo permitirá la conexión de fuentes, cargas y elementos de almacenadores de energía a sistemas fotovoltaicos convencionales preexistentes.

El puerto de entrada del SPD se conectaría al nuevo elemento que se quiere introducir. El puerto de salida del SPD se conectaría en el punto común donde se unen el campo solar y el inversor MPPT sin perturbar el punto de trabajo existente, es decir, preservando la operación en el punto de máxima potencia del campo solar.

El SPD está basado en convertidores conmutados controlados como fuentes o sumideros de potencia, implementando hábilmente una curva  $P(V)$  con unas características especiales, parecidas a las de un panel solar. De esta forma se conseguirá que no se perturbe el punto de trabajo previo y que sea compatible con el inversor MPPT.

El capítulo está organizado de la siguiente forma. Para empezar se describe el sistema fotovoltaico previo y exponen las bases teóricas imprescindibles para la implementación del SPD. Aquí se comenta como hacer un SPD para que sea compatible con un inversor MPPT



explicando cómo debe ser la característica de salida  $P(V)$  del SPD para no perturbar el punto de máxima potencia del sistema previo.

A continuación se detallaran las pautas para el diseño e implementación del SPD. En primer lugar se comentaran algunos criterios básicos para la selección del convertidor más adecuado para la implementación del SPD según la aplicación. Después se describirá como regular la potencia de salida en función del convertidor. Finalmente se detallará como implementar el SPD con control en modo deslizamiento, tanto de forma analógica como digital, así como usando técnicas PWM.

## 3.2. DESCRIPCIÓN DEL SPD

### 3.2.1. Bases teóricas

Un sistema fotovoltaico convencional conectado a la red eléctrica, como el mostrado en la Figura 3-1, está formado por un campo solar, producto de la unión en serie-paralelo de una matriz de paneles solares, y por un inversor para la conexión a la red. Los inversores fotovoltaicos comerciales usan algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) para maximizar la potencia que se inyecta a la red eléctrica. Como se ha comentado en el apartado 2.3.3, hay un gran abanico de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia para una diversidad de aplicaciones y con diferentes características [94, 115-121].

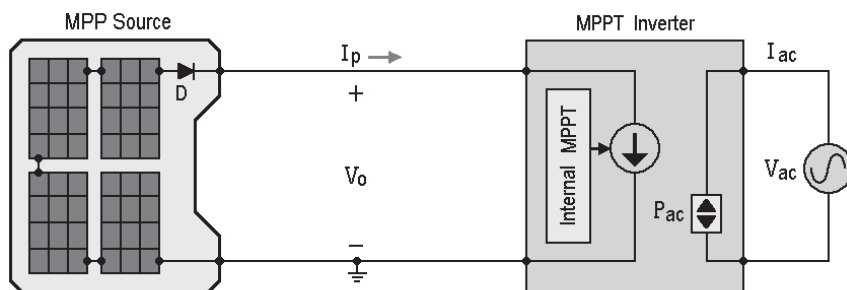


Figura 3-1: Sistema fotovoltaico convencional

Los inversores comerciales están preparados para seguir el punto de máxima potencia del campo solar, siempre y cuando la tensión está dentro del rango del algoritmo MPPT. De hecho, cualquier fuente de energía con una relación adecuada entre la potencia y la tensión  $P(V)$  parecida a la del sistema fotovoltaico, podría ser compatible con el inversor MPPT. En el

caso de que la fuente de energía no tenga el nivel de tensión, y/o la curva  $P(V)$  adecuados, será necesario un adaptador entre la fuente y el inversor.

El adaptador puede ser considerado como un tipo especial de LFR [77, 78] donde la fuente de potencia de salida tiene una restricción  $P(V)$  determinada. Por tanto, La energía que llegue a la entrada del adaptador es transmitida directamente a la salida. Si la salida del adaptador se comporta como una fuente de potencia, ver Figura 3-2, no habrá problemas para conectar en paralelo los puertos de salida de varios adaptadores como se muestra en [77, 122]. Por esta razón, la potencia de los diferentes adaptadores en paralelo podrá ser procesada mediante un único inversor comercial con MPPT. Por tanto, la potencia que inyectará el inversor a la red será la suma de las contribuciones de los diferentes adaptadores junto con la del campo fotovoltaico.

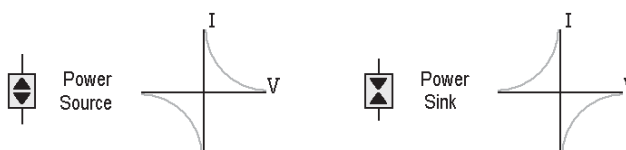


Figura 3-2: Características  $I(V)$  de una fuente y un sumidero de potencia

Dado que el adaptador se comporta como un LFR, es decir, su etapa de salida es una fuente de potencia, cuando se introducen varias fuentes, cada una con su adaptador, aunque los puertos de salida de todos los adaptadores están conectados juntos, las fuentes de entrada quedan desacopladas, evitando que haya interacciones entre las diferentes fuentes [123]. Así, si estas fuentes tuvieran un punto de máxima potencia, cada una podría trabajar en su punto de trabajo ideal sin que los algoritmos MPPT de las diferentes fuentes interfieran entre sí.

Otra ventaja de que la etapa de salida del adaptador sea una fuente de potencia es la simplificación de la inclusión y extracción de fuentes, cargas y/o elementos almacenadores de energía. Esto es debido a que los cambios en la arquitectura del sistema se pueden hacer sin apagar el inversor o los restantes elementos. Esta característica, de posible conexión en caliente, facilita la ampliación de sistema y su mantenimiento.

Si además, el puerto de salida del SPD se comporta como una fuente y/o sumidero de potencia controlable y presenta una curva  $P(V)$  compatible con la de un panel solar, cualquier fuente, carga o elemento almacenador de energía puede ser conectada a un sistema fotovoltaico, preservando el funcionamiento del algoritmo MPPT del inversor.

### 3.2.2. Conexión de un SPD a un inversor comercial con MPPT

Uno de los objetivos principales de este trabajo es permitir que cualquier fuente de energía, con independencia de su característica  $P(V)$ , sea compatible con un inversor MPPT comercial. Esta configuración se muestra en el circuito de la Figura 3-3, donde una fuente de alimentación cualquiera es adaptada al inversor, sin el concurso de los paneles solares. Esto permite inyectar a la red la potencia necesaria en el momento requerido con las únicas limitaciones de la potencia máxima del inversor y la potencia disponible en la fuente.

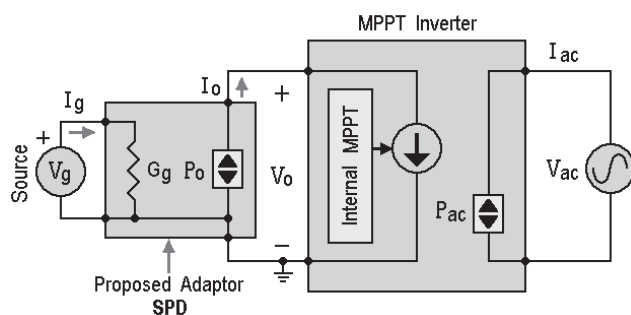


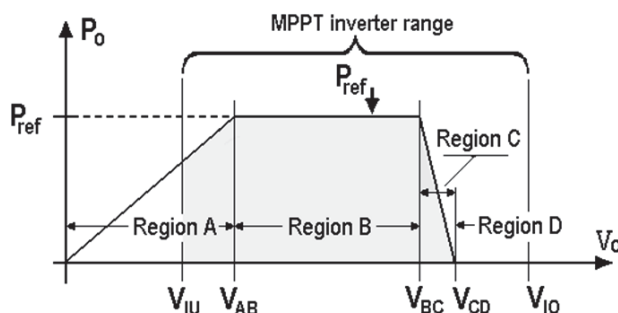
Figura 3-3: Adaptación de una fuente de energía a un inversor fotovoltaico con el SPD

Como se muestra en la Figura 3-3, la salida del adaptador se comporta como una fuente de potencia, donde la potencia entregada al inversor puede ser controlada variando la conductancia de entrada  $G_g$  del adaptador. Idealmente:

$$P_o = P_g = G_g \cdot V_g^2 \quad (3.1)$$

La conductancia de entrada  $G_g$  del adaptador puede ajustarse para controlar la potencia  $P_g$  extraída de la fuente  $V_g$ , y por tanto se puede controlar la potencia inyectada en la red. Además, el SPD adaptará la tensión  $V_g$  de la fuente, a la tensión  $V_o$  más adecuada para el algoritmo MPPT del inversor, hasta el punto que este valor podría ser escogido para maximizar el rendimiento de la cadena de conversión.

Como se ha indicado anteriormente, para que el dispositivo funcione como SPD, la potencia de salida del adaptador debe depender de la tensión de salida. De hecho, la potencia será controlada de manera que tenga una característica  $P_o(V_o)$  como la función lineal a tramos que se muestra en la Figura 3-4.

Figura 3-4: Curva característica  $P(V)$  del SPD

En la Figura 3-4 se observa que el rango de operación de un inversor comercial con MPPT está definido por los límites de baja tensión y sobretensión,  $V_{IU}$  y  $V_{IO}$ , respectivamente (3.2). Los puntos característicos  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CD}$  son los niveles de tensión que definirán la curva lineal a tramos que aproximará la característica  $P_o(V_o)$  del adaptador de forma que se parezca a la de un panel solar. Estos niveles marcarán los límites entre las regiones de funcionamiento A, B, C y D. Los criterios de selección de estos valores se detallarán en el apartado 3.2.4. Finalmente,  $P_{REF}$  es la potencia que se quiere entregar de la nueva fuente  $V_g$ . De hecho, el sistema deberá trabajar normalmente en la región B, pues es en ella donde están los posibles puntos de máxima potencia del campo solar que debería encontrar el algoritmo MPPT del inversor y es donde la potencia enviada  $P_o$  al inversor coincide con la referencia  $P_{REF}$ .

$$\{ V_{IU} < V_o < V_{IO}, \quad P_{INV} > 0 \} \quad (3.2)$$

La función lineal a tramos de la Figura 3-4, que recuerda a una curva potencia-tensión de un panel solar, puede ser descrita en función de la región de funcionamiento como:

$$\left. \begin{array}{ll} A: & 0 < V_o \leq V_{AB} \quad P_o(V_o) = P_{REF} \cdot \frac{V_o}{V_{AB}} \\ B: & V_{AB} < V_o \leq V_{BC} \quad P_o(V_o) = P_{REF} \\ C: & V_{BC} < V_o \leq V_{CD} \quad P_o(V_o) = P_{REF} \cdot \left( 1 - \frac{V_o - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\ D: & V_{CD} < V_o \quad P_o(V_o) = 0 \end{array} \right\} \quad (3.3)$$

### 3.2.3. Conexión de un SPD a un sistema con generación fotovoltaica convencional

La segunda aplicación principal del SPD es la posibilidad de ampliación de sistemas fotovoltaicos convencionales, de manera que usando el SPD, podemos incorporar una fuente o una carga a un sistema de este tipo. Las fuentes o cargas introducidas al sistema fotovoltaico convencional mediante el SPD se deben conectar en paralelo con el campo solar como se muestra en la Figura 3-5 para las fuentes y en la Figura 3-6 para las cargas. Con esta disposición, cualquier fuente, carga, o elemento almacenador de energía puede dar o absorber una cierta cantidad de potencia  $P_o$  al sistema sin modificar el punto de operación en la máxima potencia del campo solar. Se tendrá en cuenta que un elemento almacenador actuará como fuente cuando se esté descargando y como carga cuando se esté cargando.

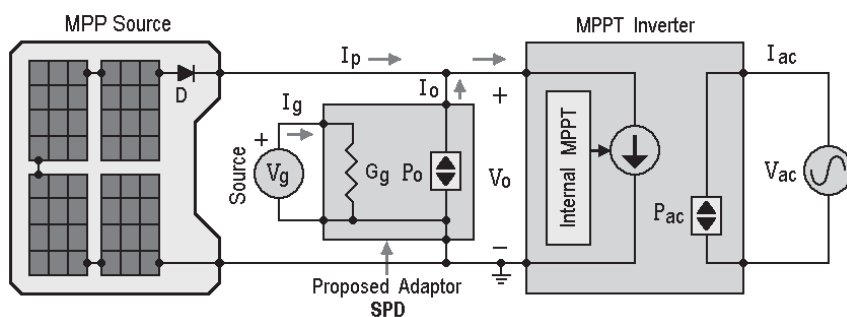


Figura 3-5: Introducción de una fuente a un sistema fotovoltaico usando SPD

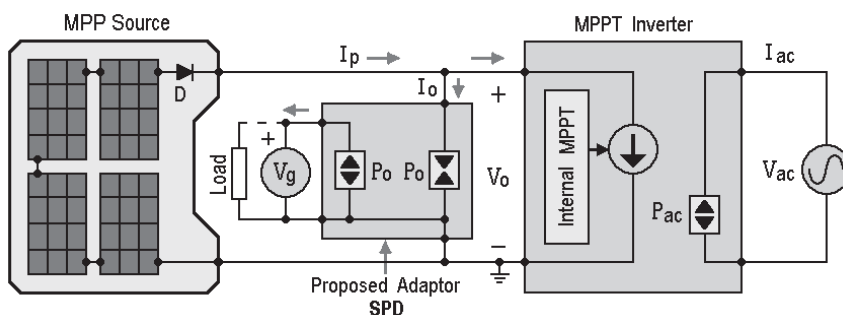


Figura 3-6: Introducción de una carga a un sistema fotovoltaico usando un SPD

Como se ha dicho anteriormente, el SPD funciona usando una característica de salida con una forma  $P_o(V_o)$  del tipo de la mostrada en la Figura 3-4. Ahora, introduciremos el efecto del campo solar sobre el inversor como se detalla en la Figura 3-7, donde la zona gris indica el rango de trabajo del inversor (3.2).

En primer lugar, en la Figura 3-7a, podemos ver las curvas de las potencias entregadas al inversor por el campo solar en función de la tensión  $V_o$  a tres niveles de irradiación diferentes. En este caso, como solo actúa el campo solar, la potencia  $P_{INV}$  que recibe el inversor es igual a la que entregan los paneles fotovoltaicos  $P_p$  en función de la irradiación. Ver curvas  $P_{p1}$ ,  $P_{p2}$  y  $P_{p3}$ , en la Figura 3-7a. El punto de trabajo del inversor, o de máxima potencia, estará en a, b o c en función del respectivo nivel de irradiación.

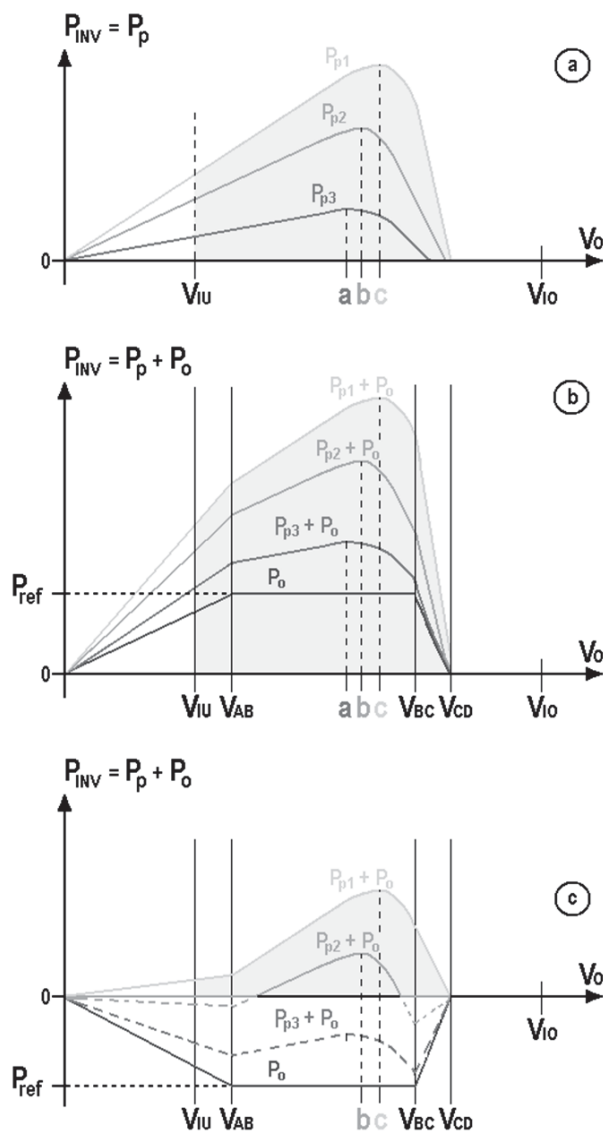


Figura 3-7: Curvas  $P_{INV}(V_o)$  del sistema fotovoltaico con el SPD.  
 a) Solo panel solar. b) Incorporación de una fuente. c) Incorporación de una carga

En segundo lugar, en la Figura 3-7b se pueden ver las curvas  $P_{INV}(V_o)$  que el inversor encuentra en su puerto de entrada cuando coexisten el campo solar y una nueva fuente introducida mediante un SPD según la topología mostrada en la Figura 3-5. Así, la potencia  $P_{INV}$  que recibe el inversor resulta ser la suma de la potencia  $P_p$  que le da el campo solar en función de la irradiación y la potencia  $P_o$  que le da la nueva fuente.

Se puede observar como la curva resultante, independientemente de la irradiación, tiene un punto de máxima potencia que coincide con el que tendría el panel solar sin la incorporación de la nueva fuente. Es decir, la incorporación de la nueva fuente no perturba el punto de máxima potencia del campo solar. Esto ocurre porque todos los puntos de máxima potencia posibles están incluidos dentro de la región B de funcionamiento del SPD.

En tercer lugar, la Figura 3-7c muestra la incorporación de una carga mediante el SPD según la topología descrita en la Figura 3-6. La potencia que recibe el inversor  $P_{INV}$ , resultado de la suma de la potencia  $P_p$ , que da el campo solar en función de la irradiación, con la  $P_o$  que se absorbe por la carga, tendrá una forma como la que describen las curvas que se muestran en la Figura 3-7c. En esta figura se puede observar como también se mantienen, sin modificación alguna, los puntos de máxima potencia del sistema fotovoltaico. Sin embargo, habrá que tener en cuenta que la potencia absorbida nunca podrá ser mayor que la potencia que pueden dar los paneles solares, debido a que los inversores fotovoltaicos comerciales son unidireccionales.

En conclusión, se pueden incorporar diferentes fuentes o cargas al sistema fotovoltaico, conectándolas con sus respectivos SPD en paralelo con los paneles, sin perturbar su punto de trabajo. La curva  $P_{INV}(V_o)$  resultante dependerá del resultado de la suma de las  $P_{REF}$  de los distintos elementos adheridos. Si el resultado es positivo, la forma de la curva seguirá el perfil descrito en la Figura 3-7b. Si, en cambio, el resultado es negativo, la curva tendrá una forma como la que se muestra en la Figura 3-7c.

### 3.2.4. Selección de los puntos característicos del SPD

La curva característica  $P_o(V_o)$  del SPD, que se puede ver en la Figura 3-4, tiene unos puntos característicos que hay que escoger bien para optimizar su funcionamiento. La elección de estos puntos se debe hacer para que asegurar que el SPD tienda a trabajar en la zona B, porque es la zona que permite al SPD entregar toda la potencia deseada sin perturbar la operación del inversor en el punto de máxima potencia de los paneles solares. Para ello, la zona B se diseña para que todos los puntos de máxima potencia del campo solar estén

inscritos en ella. Además, hay que asegurar que, tanto el inversor como los paneles solares, no salen del margen de funcionamiento.

Por un lado los puntos  $V_{IU}$  y  $V_{IO}$  vendrán definidos por el rango de operación del inversor, siendo respectivamente, sus límites de baja tensión y sobretensión. Estos no deberán ser sobrepasados para evitar paradas indeseadas del inversor. Estas paradas harían que se perdiera la energía disponible en el campo fotovoltaico durante el tiempo entre la parada y el rearme.

Por otro lado están los límites entre las regiones de funcionamiento A, B, C y D, que serán  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CD}$ . Estos niveles de tensión definirán la forma lineal a tramos que aproximará la característica  $P_O(V_O)$  del adaptador a la del panel solar.

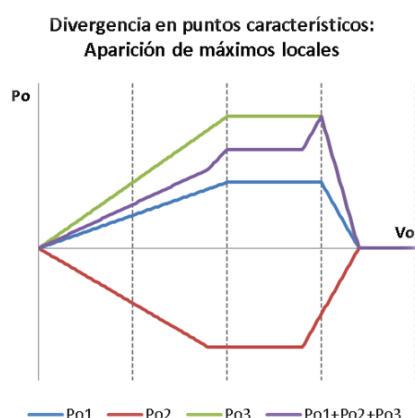
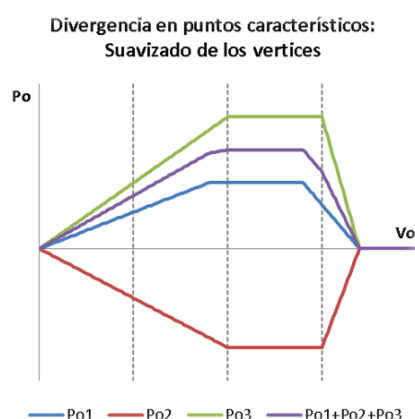
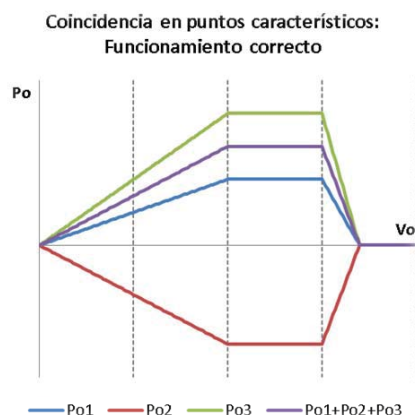
El punto  $V_{AB}$  que separa las regiones A y B, debe ser mayor que  $V_{IU}$  para evitar que el inversor se pare debido a la falta de tensión. A parte de esto, será suficientemente pequeña para que todos los posibles puntos de máxima potencia de los paneles solares estén por encima de dicho punto.

El punto  $V_{BC}$  que separa las regiones B y C, permitirá que todos los posibles puntos de máxima potencia del campo fotovoltaico estén en la región B. Es decir, será mayor que el punto de máxima potencia con mayor tensión  $V_O$  del campo solar.

El punto  $V_{CD}$  que separa las regiones C y D, se seleccionará de manera que sea igual o inferior a la tensión de circuito abierto  $V_{OC}$  del campo solar. De esta manera se evita que la tensión de la entrada del inversor, y por lo tanto, de los paneles solares, suba más allá de dicha tensión de circuito abierto. Si esto se produjera, los paneles quedarían desactivados, cuando haya irradiación solar, y por tanto potencia disponible que no sería detectada por el inversor.

También es importante que la región A empiece en cero o en un valor inferior. Con esto aseguraremos que, incluso sin paneles solares, el sistema arranque. Así, si no tenemos paneles y ponemos en marcha el sistema, el adaptador dará potencia a la entrada del inversor con la rampa de la región A. Esta rampa es útil para no dañar los condensadores de la etapa de entrada del inversor. Como habitualmente los inversores tardan en arrancar, su tensión de entrada irá subiendo con la potencia entregada por el adaptador hasta llegar a  $V_{CD}$ , es decir hasta  $V_{OC}$ . Una vez allí la tensión ya no va a poder subir más de acuerdo con la Figura 3-4, y entonces, con la tensión estable, el inversor arrancará en busca del punto de máxima potencia que localizará en la región B.





**Figura 3-8: Curvas  $P_o(V_o)$  de la conexión del SPD en paralelo**

Si se siguen los criterios de diseño anteriores, se puede asegurar el funcionamiento correcto de un SPD.

Si se desea introducir varios elementos al sistema fotovoltaico con sus respectivos SPD, los puntos característicos de todos los SPD deberán ser los mismos. Esto es debido a que estos puntos dependen del sistema fotovoltaico (inversor y campo solar) y no del adaptador ni del elemento que adapta.

En el caso que los puntos no fueran iguales, no habría más problema que una posible falta de optimización en el caso que los elementos adaptados sean solo fuentes o solo cargas. De hecho el efecto que se vería sería una suavización de los vértices en los puntos característicos no coincidentes. Al contrario, si los elementos adaptados fueran tanto fuentes como cargas, la discrepancia en los puntos característicos podría provocar máximos indeseados en la curva  $P_o(V_o)$ . La aparición de más de un máximo en la curva podría perturbar el funcionamiento del algoritmo MPPT del inversor, pudiendo fijar su punto de operación en un máximo local, de forma que no se extraiga la máxima potencia posible de los paneles.

En la figura 3-8 se muestra el comportamiento del sistema cuando los puntos característicos son coincidentes y cuando son divergentes, pudiéndose observar los efectos resultantes descritos.

### 3.3. CONDICIONES GENERALES DE DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SPD

El dispositivo adaptador SPD consiste en dos partes: un convertidor de potencia y un sistema de control. El primero adapta las tensiones entre la entrada y la salida. El segundo fuerza a la etapa de salida del adaptador a comportarse con una característica  $P_o(V_o)$  como la descrita en la Figura 3-4, la cual, como se ha explicado en el apartado anterior, lo hace compatible con un sistema solar fotovoltaico convencional.

#### 3.3.1. Selección del convertidor para el SPD

La filosofía de funcionamiento del SPD puede ser adaptada a cualquier topología de convertidor, debiéndose seleccionar la topología en función de cada aplicación concreta. Algunas consideraciones que hay que tener en cuenta para escoger la topología y los parámetros del convertidor son:

##### 3.3.1.1. La tensión del elemento a adaptar

El sistema fotovoltaico, al que queremos insertar un nuevo elemento, tendrá una tensión variable en el punto de inserción. En este punto, donde coinciden la entrada del inversor, el campo solar y la salida de los posibles adaptadores SPD, la tensión se moverá entre cero y la tensión de circuito abierto  $V_{oc}$  de los paneles solares. Por otro lado, el nuevo elemento tendrá un nivel de tensión, fijo o variable en función de su naturaleza.

Si la tensión del elemento a insertar es siempre mayor a  $V_{oc}$ , la mejor opción pasará por un convertidor reductor. Si, en cambio, el nuevo elemento tiene una tensión baja, de manera que siempre sea menor que el punto de máxima potencia de menor tensión, se podría usar un convertidor elevador. En el caso de que no se cumplieran ninguna de las dos anteriores premisas, porque la tensión del elemento no es siempre superior o inferior que la del sistema fotovoltaico, de deberá valorar el uso de topologías de conversión que puedan ser tanto elevadoras como reductoras.

Otro aspecto a valorar en referencia al nivel de tensión del elemento a insertar es la magnitud de la diferencia de esta respecto a la del sistema fotovoltaico. Si la diferencia es pequeña se podrán usar topologías sencillas para adaptar las tensiones. En cambio, si la diferencia es muy grande, se deberá evaluar el uso de topologías especiales para conseguir grandes ganancias con buen rendimiento.

También habrá que tener en cuenta la forma de la tensión que entrega o requiere en nuevo elemento. Si esta es continua, se requerirá un convertidor DC-DC. Si no lo es y, por

ejemplo, es alterna, será necesario un rectificador o inversor, en función de la dirección del flujo de potencia. En este último caso, tendrá mucha influencia en la topología elegida si es monofásica o trifásica, así como la presencia o no del neutro [72].

### **3.3.1.2. Requerimiento de aislamiento galvánico**

El elemento a insertar podría necesitar aislamiento galvánico con el sistema fotovoltaico. Esto puede ser debido a incompatibilidades entre sus puntos de referencia o para mejorar la seguridad de los equipos y de las personas que deban manipularlos.

Si hay este requerimiento, se puede solucionar mediante topologías de convertidores de potencia que aportan aislamiento galvánico. Estas topologías disponen de un transformador que aísla eléctricamente la entrada de la salida del convertidor. Ejemplos de estas son: el *Fly-back*, el *Push-pull* o el *Ćuk* o el *Sepic* con aislamiento.

### **3.3.1.3. Flujo de energía unidireccional o bidireccional.**

El elemento a integrar puede ser una fuente, una carga o un elemento almacenador de energía. En los dos primeros casos la dirección del flujo de energía sería única. En sentido hacia el sistema fotovoltaico en el caso de la fuente, o en sentido contrario en el caso de una carga. Pero si es un elemento almacenador de energía, la energía puede ir en ambos sentidos, y por lo tanto, la topología seleccionada debe ser adecuada para ello.

En algunos casos, como en el *Buck* o el *Boost*, se pueden adaptar topologías unidireccionales para trabajar en ambas direcciones. Esto se consigue cambiando los interruptores no controlados, es decir, los diodos, por interruptores controlados. De esta manera, en una dirección del flujo de potencia funciona como un *Buck* y en la dirección contraria como un *Boost*.

### **3.3.1.4. Desacoplo entre la entrada y salida.**

La correcta elección de la topología debe permitir el correcto desacoplo entre la entrada y la salida. Si este desacoplo no se garantiza, surgen diferentes efectos indeseados que perturbaran el funcionamiento, tanto en el elemento introducido como en el sistema fotovoltaico. Estos efectos pueden ser: la interacción entre los lazos de control que pueda haber entre la entrada y salida del SPD, entre los rizados de entrada y salida, y los efectos de los transitorios de potencia de gran derivada.

El control del elemento de entrada puede perturbar el del SPD. Un claro ejemplo aparece cuando el elemento a adaptar es otra fuente con punto de máxima potencia como un segundo campo fotovoltaico. En este caso el adaptador, a parte del control del puerto de

salida como fuente de potencia, podría tener un algoritmo propio de seguimiento del punto de máxima potencia del panel solar conectado a su entrada. Los algoritmos MPPT del adaptador y del inversor, junto con el control del puerto de salida del SPD, pueden perturbarse debido a las oscilaciones que acostumbran a utilizar los algoritmos MPPT para ver si han alcanzado el punto de máxima potencia. Si el adaptador no es capaz de desacoplar estas oscilaciones un controlador podría estar influyendo en el otro haciéndole tomar decisiones erróneas y creando un comportamiento errático. Por esta razón en este tipo de casos se usaran adaptadores con topologías de conversión con dos etapas.

Otra posible perturbación vendría por la aparición de un importante rizado en el flujo de potencia. No se trata del rizado de conmutación que se supone convenientemente atenuado por los filtros del convertidor. En este caso el problema vendría por los rizados de baja frecuencia. Estos rizados son habituales en las fuentes o las cargas AC monofásicas, las cuales introducen en el sistema una importante dosis de armónicos múltiplos de 100 Hz. Estos armónicos pueden perturbar seriamente al sistema fotovoltaico previo. Por ello la topología de adaptador escogida debe ser adecuada para eliminar estos armónicos. Por ejemplo, se pueden usar topologías de dos etapas que permiten un buen factor de potencia en la entrada junto con la eliminación del rizado en la potencia de salida.

Por otra parte, el inversor comercial con MPPT del sistema fotovoltaico inicial no acostumbra a permitir cambios en su punto de trabajo de gran amplitud y/o derivada sin perder el punto de máxima potencia del campo solar. Por ello, El adaptador deberá suavizar los transitorios de potencia de gran derivada que puedan provocar los elementos introducidos. Por ejemplo en el caso de una carga que introduce un transitorio, el adaptador debe ser capaz de alimentarla, con la energía que tenga almacenada internamente, pidiendo del sistema fotovoltaico un flujo de potencia con una derivada asumible para el control del inversor. Así se puede prevenir una pérdida de energía captada por los paneles solares debido a una pérdida del punto de máxima potencia.

### **3.3.1.5. Control del flujo de energía**

Hay algunas topologías de convertidores en las que, dependiendo de las tensiones de entrada y salida, se puede perder el control sobre el flujo de energía. Por ejemplo, en el caso del *Boost*, si la tensión de salida baja al nivel de la de entrada, el diodo pasa a conducir, cortocircuitándose la entrada y la salida, sin que el convertidor tenga ningún control sobre el flujo de energía que va de la entrada a la salida. Este efecto podría no tener importancia o condicionar totalmente la elección de la topología.

Pongamos como ejemplo que el elemento a introducir fuese una batería. Si su tensión fuese menor que la tensión mínima de funcionamiento del inversor, no habría problema. Si no queremos que la batería envíe energía hacia el inversor, el adaptador no conmuta, con lo cual no eleva la tensión y esta no puede llegar al rango de funcionamiento del inversor. Con lo cual el inversor no demandaría potencia y la batería no se descargaría. Por el contrario, si la tensión mínima de funcionamiento del inversor fuera menor que la de las baterías, si no hay potencia del campo solar ni queremos descargar las baterías, la tensión del punto de conexión entre los paneles, el adaptador y el inversor caerá hasta llegar a la tensión de las baterías, donde se mantendrá debido al funcionamiento intrínseco del convertidor *Boost*. Entonces, como está dentro del rango de funcionamiento del inversor, este podría encontrar un punto de trabajo y descargar las baterías sin control por parte del adaptador. Por esta razón, si pueden aparecer este tipo de problemas, se deberá evitar las topologías en las que se pueda perder el control sobre el flujo de energía en función del punto de trabajo, o mantener el control mediante *hardware* adicional.

### 3.3.2. Implementación del control del SPD

El control del convertidor del SPD está basado en el concepto del *Loss-Free Resistor* (LFR) introducido por Singer en [77, 122]. En este dispositivo, los puertos de salida de los LFR se comportan como fuentes de potencia y pueden ser conectados en serie y en paralelo. Esta propiedad es muy útil para añadir nuevos elementos al sistema, pues asegura que las diferentes fuentes y cargas están correctamente desacopladas [123].

La etapa de salida, cuyo comportamiento es el de una fuente de potencia, deberá tener una forma característica que aproxima la curva  $P_o(V_o)$  de un panel solar como la que se muestra en la Figura 3-4. Esto se hará usando el control en modo deslizamiento como se muestra en [124, 125]. Aunque habría otras maneras de realizarlo, como por ejemplo PWM, se ha escogido el control en modo deslizamiento por su simple implementación mediante comparadores con histéresis, así como también, por su inherente rapidez y robustez frente a las variaciones paramétricas [126-132].

Una manera simple y estable de regular el flujo de energía en convertidores conmutados, usando controladores en modo deslizamiento, se produce fijando la corriente del inductor que sirve para regular la energía almacenada en el convertidor. Con esta premisa, la implementación del control del SPD dependerá del convertidor elegido. Por ejemplo, para el convertidor reductor elemental, o *Buck*, la corriente a controlar será la del inductor, que está

en la salida del SPD. Contrariamente, para el convertidor elevador elemental, o *Boost*, la corriente del inductor a controlar se corresponde con la corriente de entrada del SPD. En el convertidor *Buck-boost* elemental, la corriente del inductor no coincide ni con la de entrada ni en la de salida y se requiere de un lazo de control adicional, como se explica en el apartado 3.3.5. Este es el caso de convertidores como el *Push-pull* o el *Fly-back*.

En caso de usar convertidores de orden superior, se debe encontrar cual es el inductor que permite controlar de manera estable la energía del sistema, y proceder de acuerdo con los apartados 3.3.3, 3.3.4 o 3.3.5 en función de la posición en el circuito del inductor en cuestión. Por ejemplo, en un *Buck* con filtro de entrada, se controla el inductor de salida; en un *Boost* con filtro de salida, *Boost-Buck* (en cascada), en un *Ćuk* y otras combinaciones con un *Boost* en su primera etapa, se controla el inductor de entrada.

### 3.3.3. Implementación del control del SPD en convertidores derivados del *Buck*

En los convertidores derivados del reductor o *Buck*, se puede implementar fácilmente el SPD a base de controlar la corriente del inductor. Regulando esta corriente, que será equivalente a la de salida, regularemos la potencia a introducir o extraer del sistema. Para ello se implementarán las superficies de control en función de la tensión de salida del adaptador que se detallan en (3.4). Estas, derivadas de las que se mostraban en (3.3), se distribuyen en las cuatro regiones de funcionamiento, A, B, C y D, en función de la tensión de salida  $V_O$ .

$$\left. \begin{array}{ll} A: & 0 < V_O \leq V_{AB} \quad S_A(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) = \frac{P_{REF}}{V_{AB}} \\ B: & V_{AB} < V_O \leq V_{BC} \quad S_B(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) = \frac{P_{REF}}{V_O} \\ C: & V_{BC} < V_O \leq V_{CD} \quad S_C(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) = \frac{P_{REF}}{V_O} \cdot \left(1 - \frac{V_O - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right) \\ D: & V_{CD} < V_O \quad S_D(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) = 0 \end{array} \right\} \quad (3.4)$$

Se observa que en la región A, la corriente de referencia será constante independientemente de la tensión de salida. En la región B, será proporcional a la tensión, resultado que la potencia de salida sea constante e igual a la de referencia. En la región C, la corriente de referencia caerá rápidamente para pasar de la potencia de referencia en  $V_{BC}$  a 0 en  $V_{CD}$ . Finalmente en la región D, la corriente será nula con el objetivo de evitar que la tensión de salida suba más allá de la de circuito abierto del panel fotovoltaico.

El resultado será que la característica  $P_O(V_O)$  de salida del convertidor coincidirá con la que debe formar el SPD, que se presentó en la Figura 3-4. Si particularizamos la curva para el convertidor *Buck*, y sus derivados, se obtiene la Figura 3-9. Esta muestra cómo, debido a que el rendimiento del convertidor realmente no es unitario, la potencia  $P_{IN}$  de entrada (en gris) será mayor que la  $P_O$  de salida (en negro).

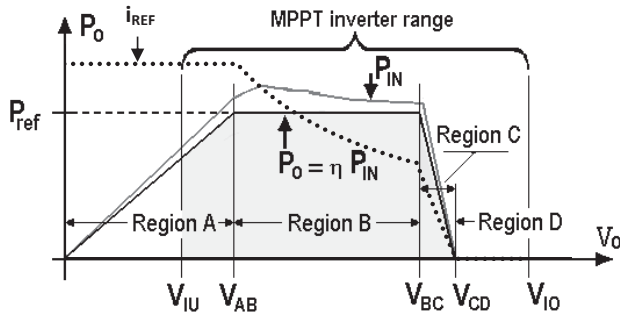


Figura 3-9: Curva característica  $P_O(V_O)$  del SPD derivado del *Buck*.

Podemos observar, en la línea de puntos, la forma característica que debe tener de la corriente de referencia  $i_{REF}$  en función de la tensión de salida  $V_O$ . Esta es la que se indica en las superficies de control (3.4), y que es la necesaria para obtener la potencia de salida  $P_O$ .

### 3.3.4. Implementación del control del SPD en convertidores derivados del *Boost*

Para los convertidores *Boost*, y sus derivados, la corriente del inductor es equivalente a la de entrada. Entonces, lo que realmente controlaremos será la potencia de entrada en función de la tensión de salida. Las superficies a aplicar según las regiones de funcionamiento serán las siguientes:

$$\left. \begin{aligned}
 A: \quad 0 < V_O \leq V_{AB} \quad S_A(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) &= \frac{P_{REF}}{V_g} \cdot \frac{V_O}{V_{AB}} \\
 B: \quad V_{AB} < V_O \leq V_{BC} \quad S_B(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) &= \frac{P_{REF}}{V_g} \\
 C: \quad V_{BC} < V_O \leq V_{CD} \quad S_C(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) &= \frac{P_{REF}}{V_g} \cdot \left( 1 - \frac{V_O - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\
 D: \quad V_{CD} < V_O \quad S_D(X): i_L = i_{REF}(P_{REF}, V_g, V_O) &= 0
 \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

Con estas superficies de deslizamiento se obtendrá una curva característica como la que se muestra en la Figura 3-10. En esta figura se puede ver como la potencia de entrada  $P_{IN}$ , mostrada en gris, tiene la forma característica requerida por el SPD, y como la de salida  $P_O$ , mostrada en negro, tiene un comportamiento parecido, modificado por el rendimiento del convertidor. Si el error es significativo, se podrá reducir compensando  $P_{REF}$ . Aún con el error debido al rendimiento, se puede observar como el punto de máxima potencia que vería el inversor se mantiene siempre en la región B.

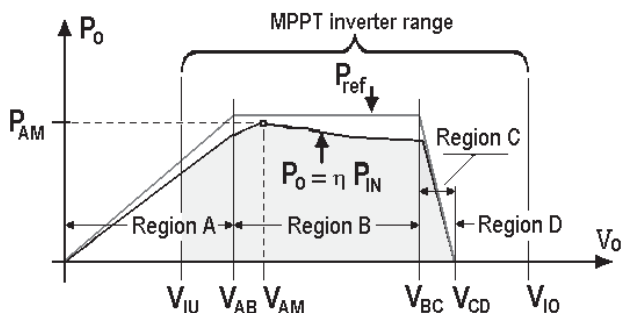


Figura 3-10: Curva característica  $P_O(V_O)$  del SPD derivado del Boost

### 3.3.5. Implementación del control SPD sin usar el inductor de entrada o de salida

Hay algunas topologías de convertidores, como el *Buck-Boost*, en las cuales no hay un inductor en la entrada o en la salida para regular la corriente de entrada o salida, y con ello la potencia. En estos casos se deberá controlar la potencia indirectamente, usando un lazo de control adicional.

$$\left. \begin{aligned} A: \quad 0 < V_O \leq V_{AB} \quad i_{REF}(P_{REF}, V_O) &= \frac{P_{REF}}{V_{AB}} \\ B: \quad V_{AB} < V_O \leq V_{BC} \quad i_{REF}(P_{REF}, V_O) &= \frac{P_{REF}}{V_O} \\ C: \quad V_{BC} < V_O \leq V_{CD} \quad i_{REF}(P_{REF}, V_O) &= \frac{P_{REF}}{V_O} \cdot \left(1 - \frac{V_O - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right) \\ D: \quad V_{CD} < V_O \quad i_{REF}(P_{REF}, V_O) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

En primer lugar se dispondrá de unas referencias de corriente de salida  $i_{REF}$  dependientes de la tensión de salida  $V_O$ . Estas harán que la característica de salida  $P_O(V_O)$  sea la



requerida para su comportamiento como SPD al tener la forma mostrada en Figura 3-4 para cada una de las regiones de funcionamiento A, B, C y D.

El objetivo del controlador será que la corriente de salida  $i_o$  tienda a  $i_{REF}$  para que la característica  $P_o(V_o)$  de salida coincida la del SPD mostrada en la Figura 3-4. Para ello se implementará una superficie de deslizamiento como la que aparece en (3.8). Esta superficie forzará la corriente del inductor a seguir una referencia generada por un controlador. El objetivo de este controlador es que el error de corriente  $e_i$  debe tender a cero. En este caso concreto se usa un controlador  $PI$ , pero el tipo de controlador y sus constantes se deberán escoger en función de la aplicación concreta.

$$e_i(t) = i_{REF} - (P_{REF} \cdot V_o \cdot t) - i_o(t) \quad (3.7)$$

$$S(X): i_L = K_p \cdot e_i(t) + K_i \cdot \int_0^t e_i(\tau) \cdot d\tau \quad (3.8)$$

Este tipo de implementación tiene el inconveniente de incrementar el orden del sistema. Lo cual reduce las prestaciones en términos de velocidad de respuesta y reduce los márgenes de estabilidad.

### 3.3.6. Implementación del SPD con control en modo deslizamiento analógico

La implementación de un SPD usando control en modo deslizamiento analógico se puede hacer de numerosas maneras. En primer lugar debemos dividir el sistema en dos partes:

- a) La primera generará, mediante circuitos analógicos, una referencia de corriente de inductor a partir de las señales de tensión de entrada, potencia de referencia, y en algunos casos, tensión de entrada.
- b) La segunda parte será un comparador con histéresis que generará las señales adecuadas para los interruptores con el objetivo de que la corriente del inductor siga la referencia creada en la primera parte.

Para generar la referencia de corriente, se debe tener en cuenta que se quiere reproducir una función lineal a tramos. Habrá 4 tramos o regiones. La A, la B, la C y la D. Estas tendrán la forma vista en las formulas (3.4), (3.5) o (3.6) junto con (3.8), dependiendo de la localización del inductor en el convertidor, cuya corriente será controlada. No resulta difícil la generación de las referencias para las diferentes regiones con circuitos analógicos

perfectamente conocidos en la actualidad, debido a que son el resultado de sencillas operaciones entre variables y constantes.

Una vez generadas las cuatro referencias se deberá escoger la que debe ir al comparador con histéresis, en función de la tensión de salida  $V_O$ . Para ello se pueden usar diferentes circuitos analógicos de selección como pueden ser multiplexores analógicos o simplemente diodos adecuadamente situados.

El comparador con histéresis se puede realizar analógicamente de múltiples maneras. En la Figura 3-11 se proponen 2 ejemplos de implementación. A la izquierda tenemos el comparador con histéresis realizado a partir del uso de realimentación positiva en un amplificador operacional. En este, se introduce  $S$ , que debe ser el resultado de la superficie de deslizamiento, dando una señal de salida  $u(t)$  tal que hará que  $S$  se mantenga centrada en cero con una histéresis ajustable mediante las resistencias  $R1$  y  $R2$ . Esta aplicación, cambiando ligeramente el circuito, también tiene las variantes: no inversora y la que permite regular el punto medio de  $S(X)$ . Tiene las ventajas de ser sencilla y requerir pocos componentes pero el inconveniente de que requiere de alimentación simétrica.

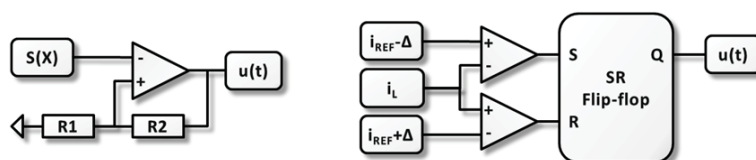


Figura 3-11: Ejemplos de comparadores con histéresis analógicos

Otra posible implementación es la de la izquierda de la Figura 3-11, donde se usan dos comparadores y un biestable SR para crear un comparador con histéresis. En este caso, la corriente del inductor que entrará por el puerto  $i_L$  se comparará con las referencias  $i_{REF-\Delta}$  y  $i_{REF+\Delta}$  cambiando si es necesario el valor del biestable, y con ello, el de la salida  $u(t)$ . El resultado será que  $i_L$  deslizará entre las referencias  $i_{REF-\Delta}$  y  $i_{REF+\Delta}$ .

A continuación vamos a explicar un ejemplo de implementación analógica del SPD. Concretamente la que se introdujo en [124]. En este caso se puso en marcha un SPD que gobernaba un convertidor *Boost*. Por esta razón las ecuaciones de las superficies fueron las que se pueden ver en (3.5). Se disponía de un sistema fotovoltaico ya existente formado por 4 paneles solares *SHARP NT-170U1* en serie conectados a un inversor monofásico comercial *StecaGrid 2000+* de 2 kW y algoritmo MPPT integrado, al cual se quería insertar nuevos elementos.

Siguiendo las recomendaciones dadas en el apartado 3.2.4 y teniendo en cuenta que: la tensión mínima de funcionamiento del inversor es de 80 V, la tensión de circuito abierto del campo solar es de 176.8 V y los puntos de máxima potencia estarán alrededor de los 140 V. Se seleccionaron los puntos característicos del SPD:  $V_{AB}$  en 100 V,  $V_{BC}$  en 150 V y  $V_{CD}$  en 170 V. Con estos puntos se asegura que todos los posibles puntos de máxima potencia están en la región de funcionamiento B, que no se supera la tensión de circuito abierto del campo solar y que se evitan las paradas espurias del inversor por tensión reducida.

Con estas premisas, las referencias de potencia a generar por los circuitos analógicos son las que se muestran a continuación en (3.9). Estas potencias de referencia  $P_g$  que dependerán del valor  $P_b$  de la potencia que se quiera entregar de la fuente adaptada, se convertirán en referencias de corriente y enviarán al comparador con histéresis.

$$\left. \begin{aligned}
 PRA: \quad 0 < V_O \leq V_{AB} = 100 \quad P_g &= P_b \cdot \frac{V_O}{V_{AB}} = P_b \cdot \frac{V_O}{100} \\
 PRB: \quad V_{AB} = 100 < V_O \leq V_{BC} = 150 \quad P_g &= P_b \\
 PRC: \quad V_{BC} = 150 < V_O \leq V_{CD} = 170 \quad P_g &= P_b \cdot \left( 1 - \frac{V_O - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) = P_b \cdot \left( \frac{170 - V_O}{20} \right) \\
 PRD: \quad V_{CD} = 170 < V_O \quad P_g &= 0
 \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

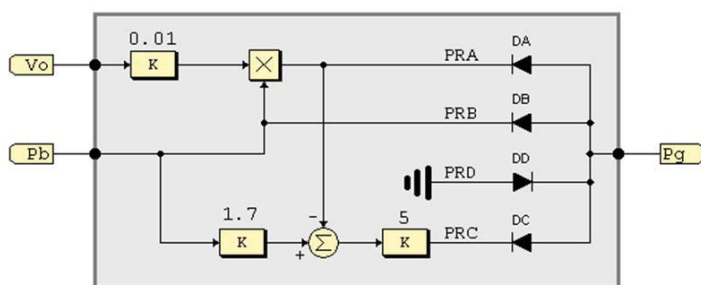


Figura 3-12: Diagrama de bloques de la implementación analógica de un SPD tipo Boost

En la Figura 3-12 se puede ver el diagrama de bloques de una posible solución a la creación de estas referencias de potencia y su selección. La creación de las referencias para las diferentes zonas se puede hacer con simples dispositivos analógicos como amplificadores operacionales. Si la potencia que se desea insertar al sistema  $P_b$  es variable, se requiere el uso de un multiplicador analógico, lo cual encarece un poco el montaje. En la Figura 3-14 se puede ver como se podría implementar con dispositivos analógicos convencionales.

La selección de la referencia indicada a cada momento, que dependerá de la tensión de salida  $V_o$ , se hará mediante los diodos  $DA$ ,  $DB$ ,  $DC$  y  $DD$ . Estos diodos escogerán la referencia de manera que sea la más pequeña, pero manteniéndola igual o mayor que cero.

Para verificar el correcto funcionamiento del sistema representado por el diagrama de bloques de la Figura 3-12, se simuló mediante *PSpice*. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3-13. En esta simulación se excitó al sistema con una tensión  $V_o$  como la que se ve en la gráfica superior. En la gráfica del medio se observa el resultado de la generación de las referencias  $PRA$ ,  $PRB$  y  $PRC$ . La  $PRD$  se omite por ser siempre cero. La línea punteada en color gris muestra cual debería ser la salida  $P_g$ . Es decir, cuál debería ser la referencia escogida para cada nivel de tensión  $V_o$ . Se observa como esta debe ser siempre la de menor valor, siempre y cuando se mantenga en un valor positivo o cero. La disposición de los diodos mostrada en la Figura 3-12 permite que se escoja la referencia de potencia  $P_g$  adecuada, como se muestra en la gráfica inferior.

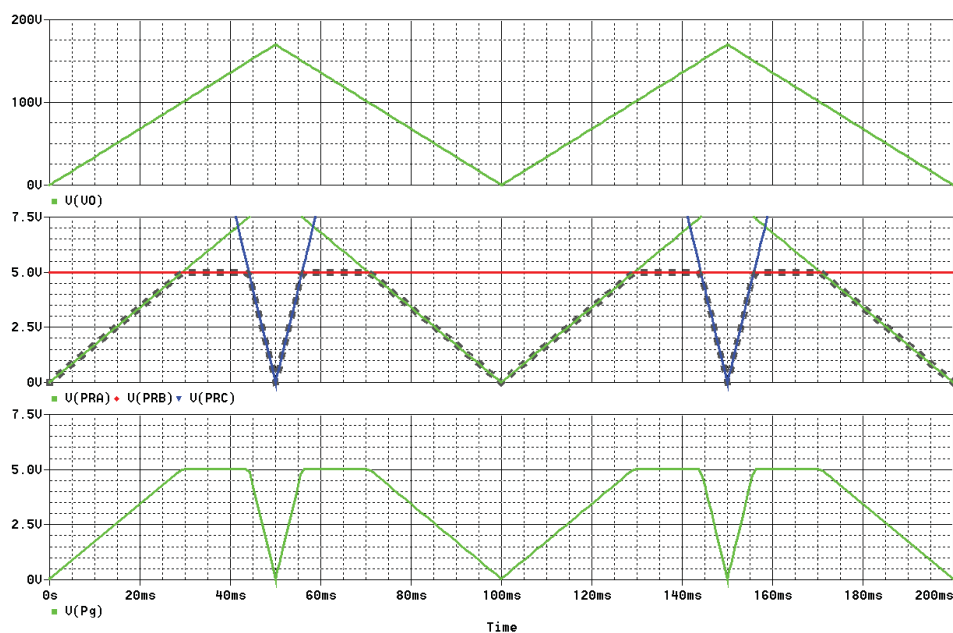


Figura 3-13: Simulación de un ejemplo de implementación analógica

Un ejemplo de implementación práctica del controlador del SPD usando tecnología *sliding* completamente analógica, se presenta en la Figura 3-14. En este esquema, las referencias se generan mediante amplificadores operacionales y un multiplicador, pudiendo ser la potencia deseada  $P_b$  variable. La referencia de potencia adecuada  $P_g$  se selecciona mediante diodos según el diagrama de bloques de la Figura 3-12. Luego esta referencia de

potencia se resta de la potencia real, resultado de la multiplicación de la corriente de la bobina con la tensión de entrada, obteniendo la superficie de deslizamiento.

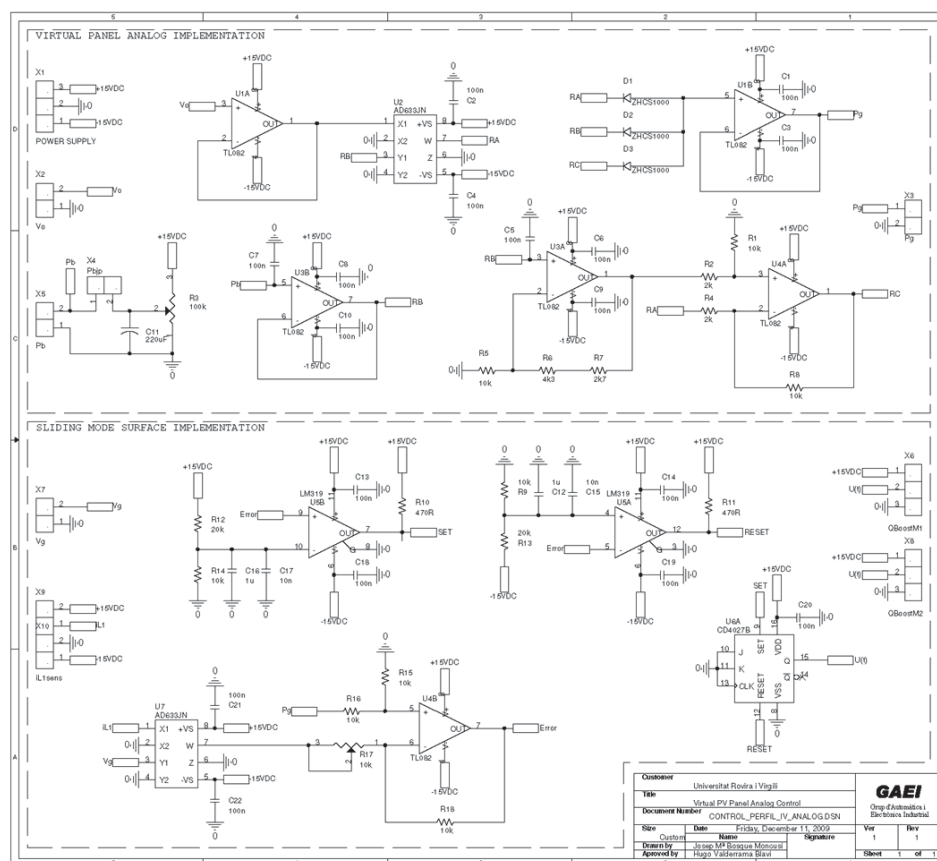


Figura 3-14: Esquema de un ejemplo de implementación analógica de un SPD de tipo Boost

El comparador con histéresis formado por dos comparadores y una báscula SR, dará las señales adecuadas a los interruptores para que la superficie de deslizamiento se mantenga alrededor del cero. Con lo cual la potencia enviada al sistema será la que se desea enviar. Las referencias de los comparadores son fijas y de valores complementarios. Para poder variar el ancho de histéresis, se dispone de un potenciómetro con el cual modificar la ganancia del restador entre la potencia de referencia y la real. Con este método se asegura que el valor medio de la superficie sea cero y simplifica el ajuste de la frecuencia de conmutación.

### 3.3.7. Implementación del SPD con control *sliding* y sistemas digitales

Los sistemas digitales programables como los microcontroladores o las *FPGA* pueden ser una herramienta muy útil para la implementación del control del SPD. Con estos sistemas

se puede conseguir una mayor flexibilidad y capacidad de cálculo comparado con la aplicación completamente analógica descrita en el apartado anterior. Esta característica permitirá que los cambios sean más fáciles, pues se pueden hacer programando. Además, dado que se trata de un sistema programado, se pueden implementar numerosas funciones complementarias como pueden ser: protecciones, interfaces hombre-máquina, comunicaciones entre diferentes sistemas, algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia, corrección del factor de potencia, etc... Estas funciones adicionales darán mucha versatilidad al adaptador, aparte de poder seleccionar fácilmente, por programa, la potencia  $P_{REF}$  que se desea transmitir del elemento al sistema fotovoltaico.

El funcionamiento del sistema programado es similar a la implementación totalmente analógica. Lo primero que se debe hacer es generar la referencia de potencia en función de la tensión de salida  $V_O$  y de la potencia de referencia  $P_{REF}$  de acuerdo con las regiones A, B, C y la D, siguiendo las formulas (3.4), (3.5) o (3.6) junto con (3.8) según el tipo de convertidor. Un ejemplo de algoritmo que sería el mostrado en la Figura 3-15.

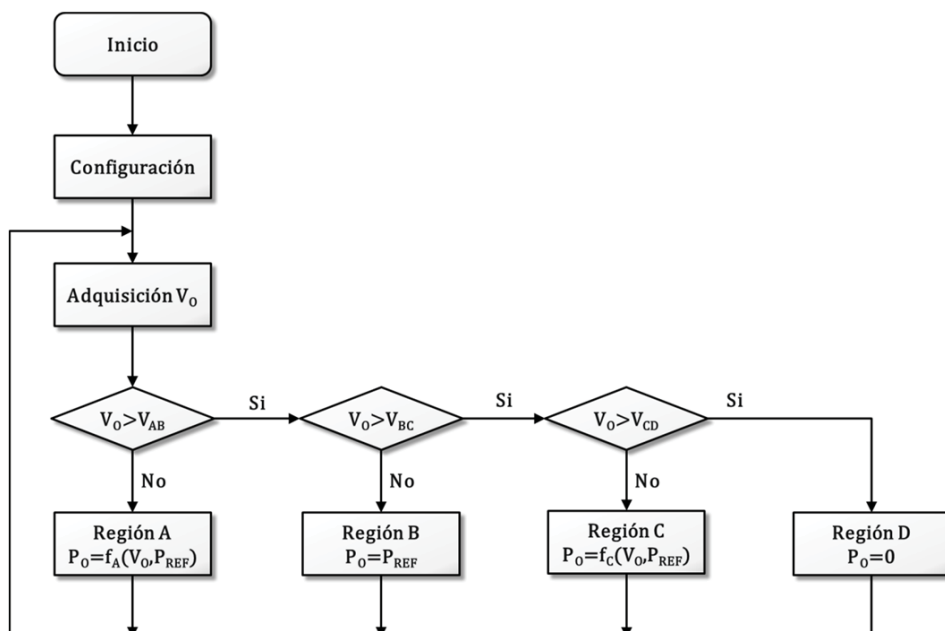


Figura 3-15: Diagrama de flujo del programa para crear las referencias de potencia del SPD

Con la potencia que se debe gestionar  $P_O$  conocida a partir del resultado del algoritmo de la Figura 3-15, se podrá generar la referencia de corriente del inductor  $i_{REF}$  dividiéndola por la tensión de entrada  $V_g$  si la bobina está en la entrada; y por la tensión de salida  $V_O$  si la

bobina está en la salida. Si no está ni en la entrada ni en la salida, la referencia de corriente se puede encontrar mediante un lazo de control adicional, como se ha explicado en el apartado 3.3.5, que también puede programarse.

Finalmente, la referencia de corriente  $i_{REF}$  se enviará al comparador con histéresis, el cual dará a los interruptores las señales adecuadas para que la corriente de la bobina siga la de referencia, forzando del flujo de potencia a la  $P_o$  que ha calculado el algoritmo del SPD.

Aunque la referencia de corriente se haya generado mediante el sistema digital programado, con sus ventajas, el comparador con histéresis se puede implementar digital o analógicamente de diversas formas. Por ejemplo, en el capítulo 8 se describe cómo se puede implementar un comparador analógico integrado en un microcontrolador.

### 3.3.8. Implementación del SPD usando PWM

El control del SPD también se puede hacer usando técnicas PWM. Para ello el flujo de potencia se controlará indirectamente mediante un lazo de control. Esta manera de trabajar introduce un retardo que perjudica sus prestaciones y su estabilidad, debido al aumento en el orden del sistema, por lo cual, recomendamos el uso del control en modo deslizamiento explicado en los apartados anteriores. De todas formas, puede ser recomendable en aquellos convertidores que disponen de hardware PWM comercial específico para su control, como por ejemplo circuitos integrados y periféricos de dispositivos programables. Este es el caso de convertidores como el *Push-pull* y el *Fly-back*, de amplia difusión comercial.

El diagrama de bloques de la Figura 3-16 muestra cómo se puede implementar este control, pudiéndose implementar digital o analógicamente, de acuerdo con la formula (3.6) y (3.8). El ciclo de trabajo se obtiene por modulación de ancho de pulsos.

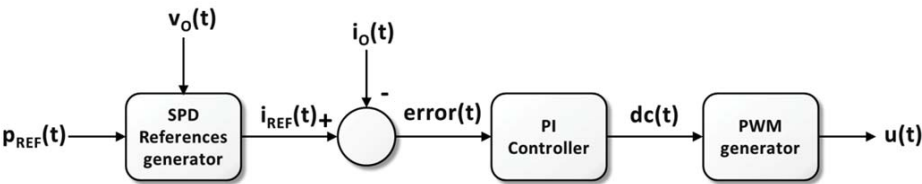


Figura 3-16: Diagrama de bloques del control PWM de un SPD

### 3.3.9. Ancho de banda del SPD

Un factor importante en el funcionamiento del SPD es que este tenga una rápida respuesta para que su funcionamiento sea lo más ideal posible para evitar perturbar el punto

de máxima potencia del sistema fotovoltaico. Como habitualmente los sistemas fotovoltaicos son relativamente lentos, debido a las dinámicas de los algoritmos MPPT, la rapidez de respuesta del SPD no es un dato crítico, pero sí que puede ser importante de cara a optimizar el sistema. Los factores que pueden reducir su velocidad en la respuesta son:

- Convertidor usado para su implementación.
- Método de implementación del control.
- Dispositivos empleados para la implementación del control

En primer lugar, la elección de la topología convertidora puede repercutir en la rapidez en que se ajusta la potencia, siguiendo la curva  $P_O(V_O)$  del SPD como la que se muestra en la Figura 3-4, en función de si se regula directamente la corriente de salida, del orden del sistema y de las dimensiones de los elementos almacenadores de energía. Tendrá una respuesta más inmediata un convertidor cuya potencia a regular sea la de salida, como un *Buck* controlado por *sliding*, que otro donde se regule la potencia de entrada, como el *Boost*, o, incluso más lenta si se regula indirectamente, como el *Buck-Boost* o el *Push-Pull*. Esto es debido a que el mismo convertidor actúa de filtro paso bajo, imponiendo un retardo. Este retardo dependerá de la energía que se almacene en su interior, es decir, del número de elementos almacenadores de energía, u orden del sistema, y de las dimensiones de estos.

En segundo lugar, el método de control escogido, ya sea *sliding* o PWM. Esta influencia es debida a que el PWM requiere un lazo de control adicional para determinar el ciclo de trabajo adecuado para obtener la corriente de salida deseada. Este lazo de control introducirá un retardo que en el caso del *sliding* con control directo de la corriente no aparece.

Y, en tercer lugar, dependerá de los dispositivos empleados para realizar la implementación. Algunos elementos críticos pueden ser los sensores, los filtros que se puedan poner para acondicionar las señales y los elementos dedicados al cálculo de la corriente de referencia o del ciclo de trabajo a partir de la potencia de referencia y la tensión de salida, que pueden ser circuitos analógicos o sistemas digitales programados.

Ejemplo: Para demostrar la influencia de la rapidez de respuesta en el comportamiento del SPD se van a mostrar los resultados del test presentado en [124], donde se compara dos implementaciones del control del SPD, una más rápida que la otra. En este ejemplo se realiza un SPD mediante un convertidor *Boost* para el sistema fotovoltaico descrito en el apartado



3.3.6. La curva  $P_o(V_o)$  se realiza en modo de deslizamiento con dos implementaciones hardware distintas, y por tanto, de diferente dinámica.

La primera implementación se presentó en [125]. Es una implementación híbrida digital-analógica, que se realiza con un microcontrolador. El microcontrolador adquiere la tensión de entrada, la de salida, y la potencia que se desea incorporar al sistema fotovoltaico, y ejecuta el algoritmo de la Figura 3-15 para obtener las referencias de corriente entre las cuales deberá deslizar la corriente del inductor. Estas referencias se envían mediante la salida PWM, convenientemente filtradas, al comparador analógico externo con el que se obtendrá la señal adecuada para el interruptor del convertidor. Esta implementación, de la que se dan más detalles en el apartado 8.2, tiene el inconveniente que, al tener que filtrar las salidas PWM para convertirlas en una señal analógica válida para el comparador, introduce un pequeño retardo en su respuesta.

La segunda implementación se presentó en [124] y se detalla en el apartado 3.3.6. Esta implementación crea la referencia de corriente a partir de dispositivos analógicos. Aunque es una implementación más rígida que la anterior, pues es más difícil cambiar su configuración, tiene una respuesta más rápida debido a que no requiere de filtros que entorpezcan la rapidez con la que las referencias llegan al comparador.

La comparativa realizada consistirá en dos pruebas. La primera consistirá en comprobar la capacidad de generar rápidamente las referencias de corriente y la segunda en ver qué pasa si desconectamos súbitamente la salida del adaptador.

En la primera prueba se inyecta una señal triangular de entre 0 y  $V_{cd}$  en la entrada de sensado de la tensión de salida y se observa como las dos implementaciones crean la referencia de corriente para el *Boost* de la forma prevista, proporcional a la curva  $P_o(V_o)$  del SPD como la que se muestra en la Figura 3-4.

En la Figura 3-17 se muestra la respuesta temporal a la variación en la tensión  $V_o$ . Concretamente tenemos dos capturas: una con una señal triangular a 10 Hz y otra a 1 kHz. En el canal 1, en azul, podemos ver la señal  $V_o$ . En el canal 2, en azul celeste, la referencia creada por la implementación analógica. Y, en el canal 4, en verde, la referencia creada por la implementación con el microcontrolador. En la Figura 3-18 se observa con mayor detalle, con una captura en modo XY, como se reconstruye la forma de la curva  $P_o(V_o)$  del SPD como la que se muestra en la Figura 3-4 para las dos implementaciones y frecuencias de entrada.

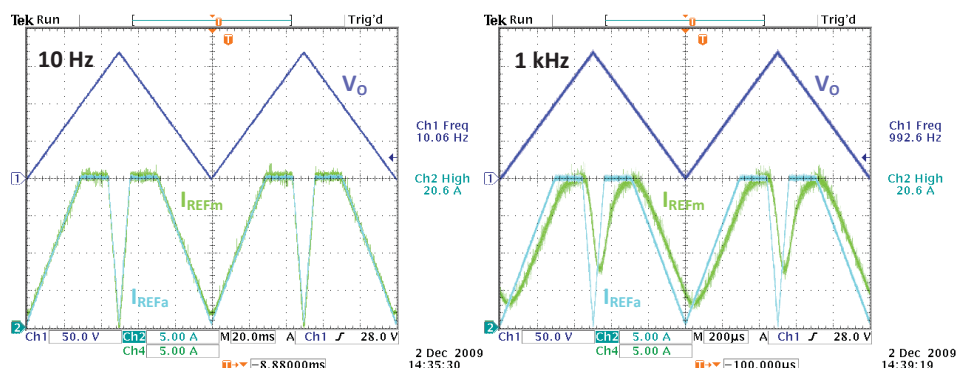


Figura 3-17: Curva  $P_o(V_o)$  en la respuesta temporal a una tensión variable a 10 Hz y 1 kHz

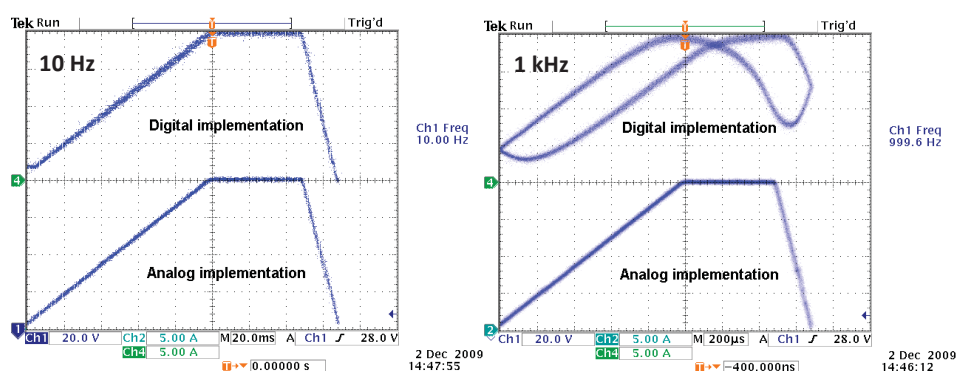


Figura 3-18: Calidad de la curva  $P_o(V_o)$  en la respuesta a una tensión variable a 10 Hz y 1 kHz.

Cuando esta señal es de baja frecuencia, como en el experimento a 10 Hz, se puede ver como la referencia de corriente de entrada tiene la forma deseada, proporcional a la curva  $P_o(V_o)$  del SPD. Cuando se incrementa la frecuencia de la señal hasta 1 kHz se puede ver cómo, mientras la implementación analógica es capaz de crear sin problema la referencia adecuada, en la implementación digital aparece claramente un retardo que puede provocar que el inversor MPPT trabaje de forma anómala y pierda el punto de trabajo.

La segunda prueba consiste en desconectar súbitamente la salida del adaptador. Como está realizado con un convertidor *Boost*, su naturaleza hará que la tensión de salida tienda a subir rápidamente. Una de las ventajas del funcionamiento del SPD es que no debería dejar subir la tensión de salida más allá de  $V_{CD}$ . En la práctica, se va a sobrepasar esta tensión debido al retardo en el cálculo, creación de la referencia y su aplicación.

En la Figura 3-19 se puede ver la respuesta a la desconexión para la implementación digital y para la analógica. En esta figura podemos ver en el canal 1, en azul, la señal que el comparador envía al interruptor para que conmute. En el canal 2, en negro, vemos la corriente

de entrada al convertidor, que es la que sigue la referencia creada. En el canal 3, en rojo, se muestra la tensión de salida del adaptador. Y en el canal 4, en verde, podemos ver la corriente de salida del adaptador.

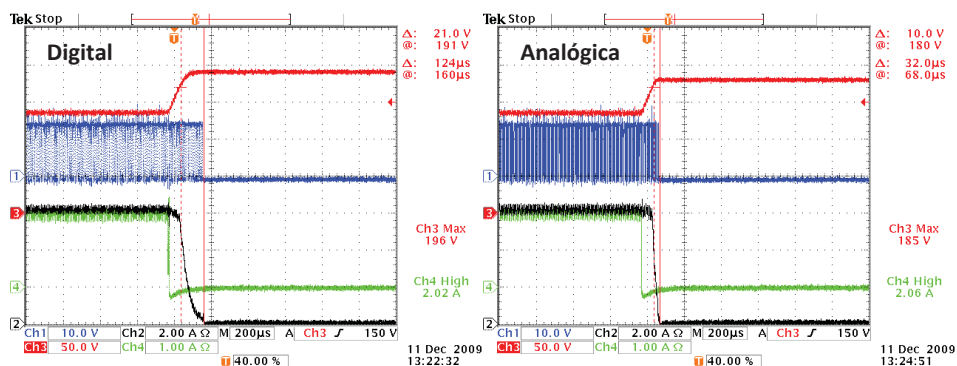


Figura 3-19: Respuesta a la desconexión repentina de un *Boost SPD*

En esta figura se observa que, al desconectar la salida del adaptador, su corriente de salida cae abruptamente. Entonces, como se trata de un convertidor *Boost*, la tensión de salida tiende a aumentar. Esta empieza en los 135 V, donde estaba trabajando antes de la desconexión, y va subiendo sin modificar la corriente de entrada hasta los 150 V ( $V_{BC}$ ), siguiendo las especificaciones del SPD. En este punto la corriente debería de bajar hasta llegar a 0 en los 170 V ( $V_{CD}$ ).

Sin embargo, debido al retardo en la generación y forzado de la referencia, tarda un poco en desconectarse, provocando que la tensión de salida suba más allá de  $V_{CD}$ . En la implementación analógica podemos observar un retardo de 32  $\mu s$  entre que la tensión llega a los 170 V y que el convertidor deja de conmutar, imponiendo corriente de entrada nula. Esto hace que se alcancen los 180 V. En el caso de la implementación con microcontrolador, que ya se había comentado más lenta, este retardo aumenta hasta 124  $\mu s$ , provocando que la tensión de salida llegue a los 191 V.

Como se puede observar en esta segunda prueba, la rapidez de la implementación del SPD es importante, pues permite evitar que en caso de desconexión se puedan crear sobretensiones que pueden comprometer la fiabilidad del adaptador.

# Capítulo 4

---

## ANÁLISIS DEL SPD

### 4.1. INTRODUCCIÓN

La determinación de la estabilidad o, como mínimo, estimar bajo qué condiciones será estable, es imprescindible para evaluar la viabilidad de cualquier sistema. En este capítulo se darán las pautas para determinar la estabilidad de un sistema fotovoltaico al que se le incorporan nuevos elementos mediante el uso del SPD. Este análisis se realizará teniendo en cuenta una implementación usando técnicas de control en modo deslizamiento, pues, como se ha comentado en el capítulo anterior, son las más adecuadas para la implementación del SPD en la mayoría de los casos.

En primer lugar se explicará cómo se puede modelar el sistema completo, que se puede apreciar en la Figura 4-1, formado por el panel solar, el inversor MPPT, y el SPD para adaptar el nuevo elemento. El diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del sistema completo se ofrece en la Figura 4-4. En este diagrama se distinguen las funciones de transferencia correspondientes al inversor y las correspondientes al SPD.

Una vez modelados el panel solar, el inversor MPPT y el sistema en su conjunto en el apartado 4.2, se realizará el análisis simplificado del adaptador SPD en el apartado 4.3. En dicho apartado se podrá observar el comportamiento básico del sistema, que nos dará unas nociones de cómo será su estabilidad.

El análisis detallado del SPD implica considerar la dinámica interna de los convertidores. En el apartado 4.4 se explica la metodología a utilizar en dicho análisis detallado para convertidores controlados en modo deslizante. Finalmente en los apartados 4.5 y 4.6 se ofrecen los resultados del análisis para los convertidores *Buck* y *Boost* respectivamente.

## 4.2. MODELADO DEL SISTEMA

Tenemos un sistema fotovoltaico convencional formado por un campo solar y un inversor para la conexión a la red eléctrica con algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia incorporado. A este sistema le queremos añadir una nueva fuente de energía  $V_g$  mediante un adaptador SPD. Como se muestra en la Figura 4-1, este adaptador se conecta al sistema en los bornes de entrada del inversor, en paralelo con los paneles solares. En este punto de conexión, la tensión se denomina  $V_o$ , dado que es la tensión del condensador de salida del convertidor del adaptador SPD.

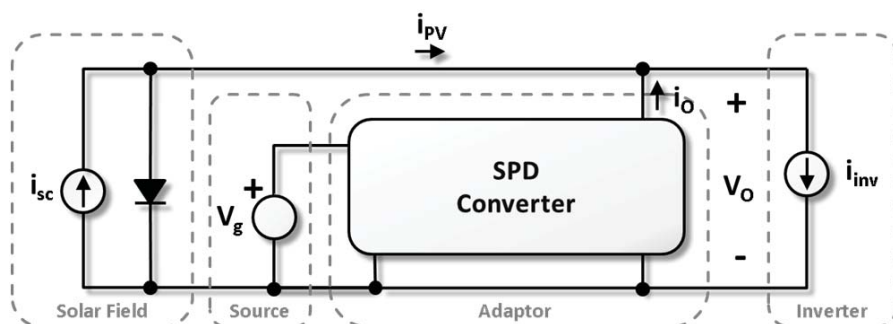


Figura 4-1: Modelo del sistema fotovoltaico con la incorporación un elemento usando SPD

Así pues, de acuerdo con el esquema de la Figura 4-1, el sistema incluye tres partes diferenciadas: a) el campo solar, b) el inversor MPPT, y c) el convertidor del SPD con su respectiva ley de control imponiendo un comportamiento  $P(V_o)$  con la forma de panel virtual, ver Figura 3-4.

Dado que el elemento que se desea añadir al sistema fotovoltaico se incorpora mediante un SPD, este adaptador introducirá una dinámica que debe ser analizada. Esta dinámica vendrá dada por el convertidor usado para implementar el SPD y su ley de control. Como el punto común donde se conectan el inversor MPPT, el campo solar y el adaptador SPD, es el nodo  $v_o(t)$ , para estudiar la estabilidad del sistema se observará la evolución de la tensión dicho nodo ante una perturbación en el sistema.

Las perturbaciones consideradas en el sistema serán: las variaciones en la corriente de cortocircuito del panel solar  $i_{sc}(t)$  derivadas de cambios en la irradiación, las variaciones de la tensión  $v_g(t)$  del elemento introducido mediante el SPD, y la potencia de referencia  $p_{REF}(t)$  que se desea transferir del elemento al sistema.

Como puede deducirse también, en la Figura 4-1, en el sistema existen dos partes invariables, y una tercera que depende del elemento que se desea añadir. Las dos partes invariables son el campo solar y el inversor MPPT. La parte variable depende del convertidor usado para implementar el SPD y la restricciones dinámicas impuestas al convertidor para exhibir en su puerto de salida, el comportamiento definido por la curva  $P_O(V_O)$ .

### 1) Ecuaciones del Campo Solar

Para modelar el campo solar se pueden usar, como se puede ver en [62, 133, 134], desde modelos muy simples a modelos complejos en función de las variables que se quieran tener en cuenta y la precisión deseada. Para este estudio hemos escogido el modelo mostrado en (4.1), que define el comportamiento de la corriente entregada por el campo solar en función de la irradiación  $i_{sc}(t)$  y la tensión en bornes  $v_O(t)$ .

$$i_{PV}(t) = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_O(t)}{k_{PV}}} - 1 \right) \quad k_{PV} = \frac{a \cdot N_s \cdot k \cdot T}{q} \quad (4.1)$$

Aunque un panel solar es un conjunto serie-paralelo ( $N_s \times N_p$ ) de células solares, el modelo presentado en (4.1) corresponde a una célula solar equivalente, cuyos sus parámetros son los correspondientes a un panel entero. Así, la corriente de cortocircuito  $i_{sc}(t)$  es la suma de las corrientes de cortocircuito de los  $N_p$  *strings* conectados en paralelo, y la tensión  $v_O(t)$  es la suma de las tensiones de las  $N_s$  células en serie que forman cada *string*.

El modelo utilizado predice una curva  $I(V)$  para el panel solar un tanto idealizada, pues a nivel de panel, no incorpora el fenómeno de los máximos múltiples causado por los diodos de bypass, y a nivel de célula solar prescinde de las resistencias de pérdidas serie y paralelo (*shunt*), así como de otras imperfecciones de la célula fotovoltaica, modeladas normalmente con un diodo con un factor de forma  $n \neq 1$ , e incluso dos diodos en paralelo con factores de forma  $n=1$  y  $n=2$ , en el circuito equivalente de una célula solar.

El principal valor del modelo propuesto reside en mantener una componente exponencial. Sin embargo, el problema de tener esta exponencial radica en que cuando se desarrolle el análisis, puedan aparecer ecuaciones sin solución analítica. Estas podrán ser resueltas por métodos numéricos, pero imposibilitaran, muchas veces, la obtención de fórmulas explícitas válidas para cualquier valor en las constantes y variables.

Para mayor simplicidad, este modelo no tiene en cuenta las resistencias equivalentes serie  $R_s$  y paralelo  $R_p$  por su poca influencia en la curva  $I(V)$  del panel, en comparación con la

exponencial el diodo, y porque su efecto es siempre estabilizador. Es decir si el sistema es estable sin esas resistencias, en la práctica lo será más. Tampoco se considera la temperatura por su poca relevancia dinámica, pues sus variaciones son lentas y se puede considerar constante en comparación con la dinámica de las demás variables.

## 2) Ecuaciones del Inversor MPPT

El inversor lo modelaremos como una fuente de corriente cuyo valor es  $i_{INV}(t)$ . Esta corriente será la calculada por el algoritmo MPPT con el objetivo de extraer la máxima potencia del campo solar. Para modelar el funcionamiento del algoritmo MPPT se ha observado comportamiento de los inversores que tenemos en el laboratorio. Concretamente, unos inversores monofásicos comerciales modelo *StecaGrid 2000+* de 2 kW con MPPT.

En estos inversores se observa que al hacer transitorios de irradiación, el algoritmo MPPT pierde momentáneamente el punto de máxima potencia, recuperándolo en un tiempo relativamente corto. Para poder aplicar transitorios de irradiación al inversor MPPT, se ha usado un emulador de panel solar *Elgar TerraSAS ETS1000X10*. En el emulador se pueden cambiar, tanto los parámetros del panel emulado, como los valores de irradiación. Haciendo transitorios de irradiación se ha observado que este retardo es prácticamente independiente de la tensión y la corriente de trabajo, así como de la amplitud del transitorio y su dirección (subida o bajada) dentro de los márgenes de funcionamiento. Si la amplitud del transitorio es exageradamente grande en bajada, y se alcanza la tensión mínima  $V_{IU}$ , el inversor se detiene y requiere cuatro segundos para volver a arrancar.

Se han realizado múltiples experimentos imponiendo transitorios de irradiación al inversor. Cada vez se obtienen curvas ligeramente diferentes, pero una buena aproximación para describir la respuesta transitoria del algoritmo MPPT, cada vez que calcula un nuevo punto de trabajo, sería una curva exponencial.

En la Figura 4-2 y Figura 4-3 se puede apreciar el resultado de dos experimentos. En ambas figuras, se muestra con una traza negra discontinua la exponencial ideal que aproximaría el comportamiento medido. En el canal 1, en amarillo, se ve la corriente del panel y en el canal 2, en azul, su tensión. Como se puede observar, tras el incremento abrupto en la consigna de irradiación solar, la corriente que pide el inversor va aumentando hasta encontrar el nuevo punto de máxima potencia. El transitorio, medido del 10% al 90%, dura aproximadamente 1 segundo. Si tenemos en cuenta que se necesitan 2 constantes de tiempo para alcanzar el 86% del valor final, se estima la constante de tiempo del MPPT en  $\tau \approx 0.5$  s.

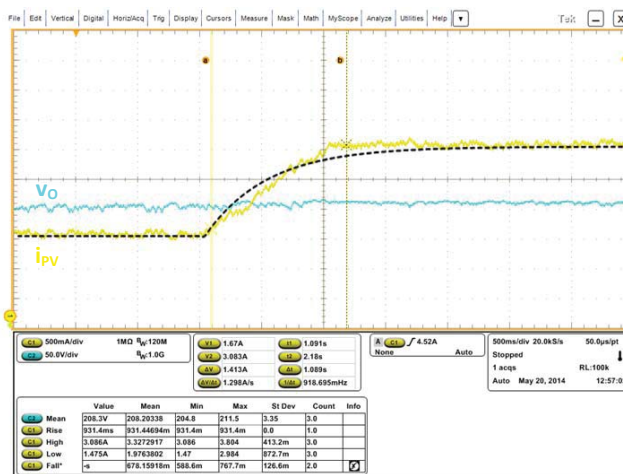


Figura 4-2: Respuesta del inversor al transitorio de irradiación solar de 1.5 a 3 A

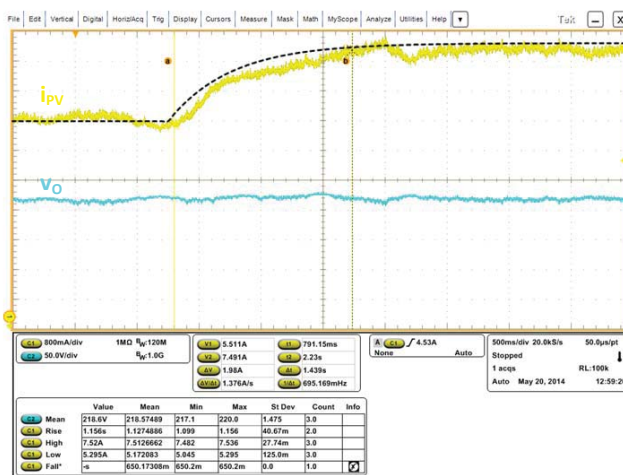


Figura 4-3: Respuesta del inversor al transitorio de irradiación solar de 5 a 7.5 A

Teniendo en cuenta este retardo evaluado experimentalmente, modelaremos la dinámica del inversor MPPT como se muestra a continuación. De acuerdo con la formula (4.2), la corriente del inversor esperada  $i_{INVe}(t)$  debería ser la suma de las corrientes aportadas por el adaptador y por el panel solar en su punto de máxima potencia. Como el inversor MPPT no alcanza el punto de máxima potencia instantáneamente, debido al retardo citado anteriormente, existe una discrepancia entre la corriente esperada  $i_{INVe}(t)$  y la corriente que realmente es absorbida  $i_{INV}(t)$ . Este retardo puede ser modelado mediante la constante de tiempo  $\tau$  como se ve en la ecuación diferencial (4.3) que modela la dinámica del inversor.



$$i_{INVe}(t) = i_{PV}(t) + i_O(t) = i_{SC}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_O(t)}{k_{PV}}} - 1 \right) + \frac{p_{REF}(t)}{v_O(t)} \quad (4.2)$$

$$\frac{di_{INV}(t)}{dt} = \frac{1}{\tau} \cdot [i_{INVe}(t) - i_{INV}(t)] \quad (4.3)$$

El test también sirvió para observar que el inversor MPPT no introduce un rizado de 100 Hz en su corriente de entrada. Esto nos hace pensar que el convertidor y su control están bien diseñados, y se evita perturbar el panel solar por culpa de dicho rizado de 100 Hz permitiendo un mejor seguimiento del punto de máxima potencia del campo solar. Por eso no hemos tenido en cuenta ese rizado al modelar el inversor MPPT en las ecuaciones (4.2) y (4.3).

### 3) Diagrama de bloques del sistema

De acuerdo con lo dicho anteriormente, en la Figura 4-4 se puede apreciar el diagrama de bloques del sistema con las funciones de transferencia de pequeña señal correspondientes al adaptador SPD (de  $H_1(s)$  a  $H_4(s)$ ) y al inversor MPPT (de  $H_5(s)$  a  $H_7(s)$ ).

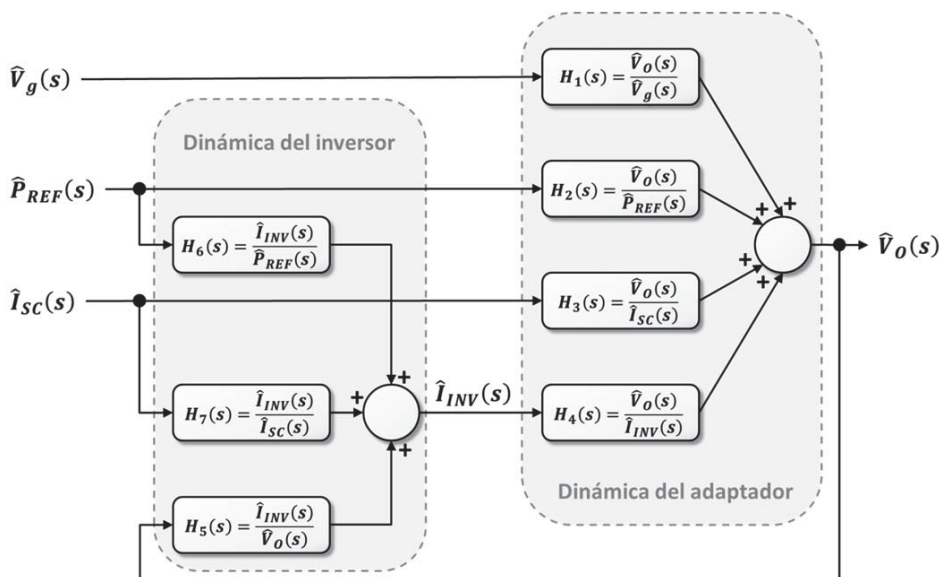


Figura 4-4: Diagrama de bloques de la incorporación de elementos a un sistema fotovoltaico

Dado que la dinámica del adaptador depende del convertidor que se utilice, se intentaran sacar conclusiones preliminares sobre la estabilidad del sistema en el apartado 4.3, sin considerar la dinámica interna del convertidor. Posteriormente en los apartados 4.5 y 4.6 se mejorará la precisión del análisis incorporando la dinámica interna del convertidor.

Con respecto a la parte invariable del sistema, formada por el campo solar y el inversor MPPT, tras algunas manipulaciones matemáticas en las ecuaciones (4.2) y (4.3), se obtienen las funciones de transferencia de pequeña señal siguientes:

$$H_5(s) = \frac{\hat{I}_{inv}(s)}{\hat{V}_o(s)} = \frac{\frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left( I_{scQ} - i_d \cdot \left( \left( 1 + \frac{V_{OQ}}{k_{PV}} \right) e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) - I_{invQ} \right)}{s \cdot \tau + 1} \quad (4.4)$$

$$H_6(s) = \frac{\hat{I}_{inv}(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \frac{1}{s \cdot \tau + 1} \quad (4.5)$$

$$H_7(s) = \frac{\hat{I}_{inv}(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{1}{s \cdot \tau + 1} \quad (4.6)$$

Al combinar estas funciones de transferencia, con las  $H_1$ ,  $H_2$ ,  $H_3$  y  $H_4$ , que se obtendrán al modelar la dinámica introducida por el SPD, se completará el modelo global del sistema representado en el diagrama de bloques de la Figura 4-4. Las funciones de transferencia globales relacionaran los cambios en la tensión del punto común  $\hat{V}_o$  con las perturbaciones de la entrada  $\hat{V}_g$ ,  $\hat{I}_{sc}$  y  $\hat{P}_{REF}$ . Las funciones globales a encontrar son las siguientes:

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{H_1(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.7)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{H_2(s) + H_4(s) \cdot H_6(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.8)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{H_3(s) + H_4(s) \cdot H_7(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.9)$$

Estas funciones serán utilizadas en el análisis simplificado del apartado 4.3, y en los análisis detallados de los apartados 4.5 y 4.6, para obtener los modelos en pequeña señal que describen el comportamiento dinámico del sistema completo.

Es conveniente recordar que, en general, existirá un modelo dinámico diferente para cada región de funcionamiento (A, B, C o D) del SPD, y que los denominadores de las funciones de transferencia, y que definen la estabilidad del sistema, no dependerán de la perturbación estudiada ( $\hat{V}_g$ ,  $\hat{I}_{sc}$  y  $\hat{P}_{REF}$ ), sino únicamente de la región de trabajo.

### 4.3. ANÁLISIS DEL SISTEMA SIMPLIFICADO

El primer análisis realizado se basa en un sistema simplificado como el que se observa en el esquema de la Figura 4-5. En dicha figura, el adaptador se modela como una fuente de potencia prescindiendo de la dinámica del convertidor, a excepción de la dinámica del condensador  $C$  de salida, es decir el nodo  $V_o$ , en la Figura 4-5. Este condensador modela la capacidad equivalente de la etapa de salida del SPD y la etapa de entrada del inversor. No confundir la constante de tiempo de este condensador con el retardo  $\tau$  del MPPT del inversor.

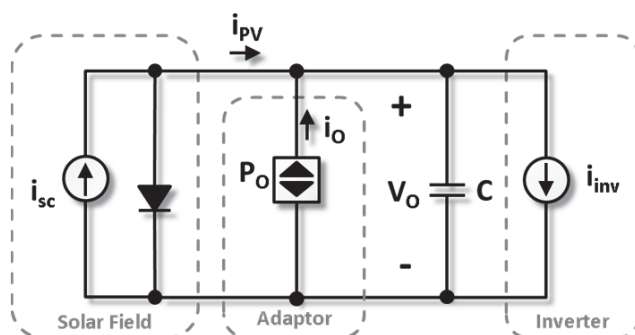


Figura 4-5: Esquema del sistema simplificado.

El valor de la potencia  $P_o$  que realmente es insertada por el SPD en el sistema depende de la potencia que se desea insertar  $P_{REF}$ , y de la tensión  $V_o$  en el punto de conexión. De hecho, la salida del adaptador presenta una curva  $P_o(V_o)$  como la mostrada en la Figura 4-6, de acuerdo con lo explicado en el capítulo 3.

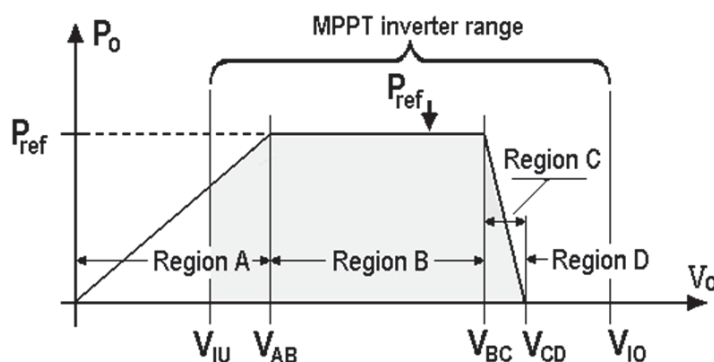


Figura 4-6: Curva característica  $P_o(V_o)$  del SPD

Para implementar la curva anterior, la potencia de salida del adaptador debe controlarse para cumplir las ecuaciones (4.10) que rigen cada zona de funcionamiento A, B, C o

D, de acuerdo con de la tensión de salida  $V_o$ . Por lo tanto, el modelo simplificado debe tener en cuenta el conjunto de ecuaciones que se muestran en (4.10).

$$\left\{ \begin{array}{ll} A: & 0 < v_o(t) \leq V_{AB} \quad P_o(V_o) = p_{REF}(t) \cdot \frac{v_o(t)}{V_{AB}} \\ B: & V_{AB} < v_o(t) \leq V_{BC} \quad P_o(V_o) = p_{REF}(t) \\ C: & V_{BC} < v_o(t) \leq V_{CD} \quad P_o(V_o) = p_{REF}(t) \cdot \left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\ D: & V_{CD} < v_o(t) \quad P_o(V_o) = 0 \end{array} \right. \quad (4.10)$$

También se tendrá en cuenta la dinámica que aporta el condensador C, que es la suma de la capacidad de entrada del inversor y la de salida del adaptador. Si tenemos en cuenta estas premisas, podemos modelar la dinámica del condensador C de la Figura 4-5, para las diferentes regiones de funcionamiento, como:

$$\left\{ \begin{array}{l} A: \quad C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pV}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + \frac{p_{REF}(t)}{V_{AB}} \\ B: \quad C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pV}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \\ C: \quad C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pV}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\ D: \quad C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pV}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) \end{array} \right. \quad (4.11)$$

A continuación, se linealizará la dinámica del condensador en cada región para poder aplicar la transformada de Laplace y obtener el comportamiento del sistema, en el dominio frecuencial, para cada región de funcionamiento, como se recoge en las funciones (4.12).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{AB}} + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\
 B: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{OQ}} + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{OQ}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OQ} - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right) + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\
 D: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}}
 \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Aplicando superposición en (4.12), podemos obtener las funciones de transferencia de pequeña señal  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$ , *que* modelan el comportamiento del sistema. Es decir, la tensión  $v_o(t)$  del nodo común en función de las perturbaciones de  $v_g(t)$ ,  $p_{REF}(t)$ ,  $i_{sc}(t)$  y  $i_{inv}(t)$ .

$$H_1(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = 0 \quad (4.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{1}{V_{AB}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\
 B: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{1}{V_{OQ}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OQ} - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\
 D: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = 0
 \end{array} \right. \quad (4.14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}} \\
 B: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\
 D: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}}
 \end{array} \right. \quad (4.15)$$

Estas funciones de transferencia  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$ , así como las relativas a la dinámica del inversor  $H_5(s)$ ,  $H_6(s)$  y  $H_7(s)$ , presentadas en el apartado 4.2, se combinaran para obtener en (4.16) y (4.17) las funciones de transferencia entre las entradas del sistema  $P_{REF}$  e  $I_{sc}$ , y la tensión del punto de conexión  $V_O$ . Con estas funciones de transferencia de pequeña señal podremos evaluar la estabilidad del sistema.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{AB} \cdot C} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}} \\
 B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{OQ} \cdot C} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{OQ} \cdot C} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)} \\
 D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = 0
 \end{array} \right. \quad (4.16)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}} \\
 B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)} \\
 D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}}
 \end{array} \right. \quad (4.17)$$

Si observamos el denominador de las funciones de transferencia obtenidas en (4.16) y (4.17), veremos que son de primer orden, al igual que las expresiones (4.14) y (4.15) correspondientes al adaptador. La única diferencia entre los polos de las funciones de transferencia globales, si se comparan con las homónimas del adaptador, es la aparición del término  $1/\tau$ , correspondiente a la constante de tiempo del algoritmo MPPT del inversor.

Dado que tenemos dos constantes de tiempo, la del inversor MPPT y la correspondiente al condensador C, deberíamos tener un sistema de segundo orden. Sin embargo, cuando se hacen los cálculos en lazo cerrado, aparece un cero en el origen que cancela uno de los dos polos que, por su parte, se desplaza hacia el origen. Como esta simplificación se produce en todas las funciones de transferencia, se muestra, paso a paso, con un ejemplo. La función escogida es  $\hat{V}_o(s)/\hat{I}_{sc}(s)$  en la región B.

Partimos de la ecuación (4.9), reproducida en (4.18), y sustituimos en ella las demás funciones, a saber  $H_3(s)$ ,  $H_4(s)$ ,  $H_5(s)$  y  $H_7(s)$ , que se pueden encontrar en (4.15), (4.4) y (4.6) respectivamente.

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{H_3(s) + H_4(s) \cdot H_7(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.18)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} - \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \cdot \frac{1}{s \cdot \tau + 1}}{1 + \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \cdot \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left( I_{scQ} - i_d \cdot \left( \left( 1 + \frac{V_{OQ}}{k_{PV}} \right) e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) - I_{invQ} \right)} \quad (4.19)$$

Sacando factor común en el numerador queda:

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \left( 1 - \frac{1}{s \cdot \tau + 1} \right)}{1 + \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \cdot \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left( I_{scQ} - i_d \cdot \left( \left( 1 + \frac{V_{OQ}}{k_{PV}} \right) e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) - I_{invQ} \right)} \quad (4.20)$$

Reagrupando algunos términos y distribuyendo otros, se obtiene:

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C} \cdot \frac{s \cdot \tau}{\left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1)}}{1 + \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left( I_{scQ} - i_d \cdot \left( e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) - I_{invQ} - i_d \cdot \frac{V_{OQ}}{k_{PV}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} \right) \cdot \left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1)} \quad (4.21)$$

Si consideramos que en régimen permanente, la corriente del condensador es nula, se puede escribir la corriente absorbida por el inversor  $I_{invQ}$  tal y como se observa en (4.22). Sustituyendo esa expresión en (4.21), se obtiene (4.23):

$$I_{invQ} = I_{scQ} - i_d \cdot \left( e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}} \quad (4.22)$$



$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C} \cdot \frac{s \cdot \tau}{\left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1)}}{1 + \frac{1}{C} \cdot \frac{s \cdot \tau}{\left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1)}} \cdot \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left( -\frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}} - i_d \cdot \frac{V_{OQ}}{k_{PV}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} \right)} \quad (4.23)$$

Simples manipulaciones matemáticas en (4.23) desarrolladas, paso a paso, en (4.24) y (4.25) llevan a la expresión final (4.26), donde se observa la cancelación polo-cero en el origen.

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C} \cdot \frac{s \cdot \tau}{\left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1)}}{\left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1) + \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left( -\frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}} - i_d \cdot \frac{V_{OQ}}{k_{PV}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} \right) \cdot \left( s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) \cdot (s \cdot \tau + 1)} \quad (4.24)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{s \cdot \tau}{s^2 + s + s \cdot \tau \cdot \left( \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ} \cdot C} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} - \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ} \cdot C}} \quad (4.25)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\cancel{s \cdot \tau}}{\cancel{s \cdot \tau} \cdot \left( s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \right)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \quad (4.26)$$

Por tanto, las funciones de transferencia globales acaban siendo de primer orden, donde el único efecto del inversor MPPT es la modificación de la constante de tiempo del adaptador, tal y como queríamos demostrar. Véase que la función (4.26) coincide con la expresión aportada en (4.17) para la región B.

Concluido el paréntesis para justificar que las funciones de transferencia globales salgan de primer orden, recordemos cuales son los polos de las funciones de transferencia globales obtenidas, polos que se muestran en el conjunto de expresiones (4.27).

$$\left\{ \begin{array}{l} A: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} \\ B: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} - \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \\ C: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} - \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\ D: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} \end{array} \right. \quad (4.27)$$

Para que el sistema sea estable este polo debe estar en el semiplano izquierdo, es decir, ser negativo. En consecuencia, se deben cumplir las condiciones (4.28), donde se observa como en las regiones A y D, el sistema siempre es estable, ya que al ser todos los coeficientes son positivos, el polo siempre estará en el semiplano izquierdo.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} < 0 \\ B: P_{REFQ} > -V_{OQ}^2 \cdot \left( \frac{C}{\tau} + \frac{i_d}{k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}} \right) \\ C: P_{REFQ} > -V_{OQ}^2 \cdot \left( \frac{C}{\tau} + \frac{i_d}{k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}} \right) \cdot \left( \frac{V_{CD} - V_{BC}}{V_{CD}} \right) \\ D: -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} < 0 \end{array} \right. \quad (4.28)$$

En cambio para las regiones B y C, para que el sistema sea estable se debe cumplir la condición dada en (4.28). Esta condición indica que no hay problema si  $P_{REF}$  es positiva o ligeramente negativa, pero a partir de un cierto valor de potencia extraída por el adaptador, el sistema se inestabilizará. Los factores estabilizantes (4.28) que permitirán extraer potencia del sistema son básicamente, descontando las pérdidas, la relación entre la capacidad C y la constante de tiempo  $\tau$  del MPPT. Asimismo, como más rápido sea el algoritmo MPPT y como

mayor sea el condensador, más lenta será la dinámica del punto de conexión, más estable el sistema y más potencia se podrá absorber de él.

Visto que la absorción de una potencia  $P_{REF}(t)$  en el sistema fotovoltaico convencional puede generar inestabilidad si su valor es muy elevado, vamos a ver qué pasa si se absorbe una corriente  $i_{REF}(t)$ , en su lugar. En este caso la dinámica del condensador será la siguiente:

$$C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + i_{REF}(t) \quad (4.29)$$

Si linealizamos ahora la dinámica del condensador y le aplicamos la transformada de Laplace obtendremos la función que describe el comportamiento del sistema en pequeña señal en el dominio frecuencial. Obsérvese que al sustituir la fuente de potencia  $P_o(V_o)$  por una fuente de corriente  $I_{REF}$ , ya no tiene sentido particularizar para las regiones de trabajo A, B, C y D, según sea la tensión  $V_o$ . Por eso, se obtiene una única función.

$$\hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{I}_{REF}(s) + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d}{C \cdot k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}} \quad (4.30)$$

Si ahora, aplicamos superposición, se pueden encontrar las nuevas funciones de transferencia  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$  del adaptador.

$$H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{REF}(s)} = H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{i_d}{C \cdot k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}} \quad (4.31)$$

$$H_4(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{-\frac{1}{C}}{s + \frac{i_d}{C \cdot k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}} \quad (4.32)$$

Con las funciones de transferencia (4.31) y (4.32), junto con las  $H_5(s)$ ,  $H_6(s)$  y  $H_7(s)$  recogidas en (4.4), (4.5) y (4.6), podemos obtener las funciones de transferencia del sistema completo (4.33), incluyendo la dinámica del algoritmo MPPT del inversor.

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{REF}(s)} = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d}{C \cdot k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}} \quad (4.33)$$

Observando el denominador de la función de transferencia, vemos que hay un polo en el semiplano izquierdo, y por tanto, el sistema será estable para cualquier valor de  $i_{REF}(t)$ .

$$s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d}{C \cdot k_{pv}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}} \quad (4.34)$$

La conclusión de este análisis, es que podemos insertar elementos a un sistema fotovoltaico convencional mediante el uso del SPD de manera estable. Cuando la potencia de referencia sea positiva, se aporte energía al sistema, o sea ligeramente negativa, es decir, se absorba un valor pequeño de potencia, el sistema será estable. Para ampliar el margen de potencia absorbida sin comprometer la estabilidad del conjunto, se debe tener un inversor con un MPPT rápido o aumentar la capacidad en el punto de conexión. Si esto no es suficiente, y se quiere absorber una mayor cantidad de energía del sistema de la permitida por el margen de estabilidad (4.28), se deberá extraer la energía en modo corriente, en lugar de usar un sumidero de potencia. De esta manera se garantizará la estabilidad en el punto común  $V_O$ .

En el fondo, un sumidero de potencia es una carga de potencia constante, y por tanto, presenta una conductancia incremental negativa. Si esta conductancia negativa no es compensada adecuadamente el sistema se inestabiliza.

$$i_o(t) = \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \xrightarrow{a} I_{OQ} = \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}} \quad (4.35)$$

$$g_i = \left. \frac{di_o}{dv_o} \right|_Q = \frac{-P_{REFQ}}{V_{OQ}^2} \quad (4.36)$$

Para corroborar estas previsiones teóricas se hace un experimento, que consiste en controlar un convertidor para funcionar como SPD, introduciendo o extrayendo potencia, para poder observar en qué punto deja de ser estable.

En las siguientes figuras, donde se muestran los resultados obtenidos, se puede ver en el canal 1, en amarillo la corriente  $i_{pv}$  que da el campo solar. En el canal 2, en azul, la corriente  $i_o$  que entrega o absorbe el adaptador SPD. En el canal 3, en rosa, la corriente  $i_{inv}$  que entra en el inversor. En el canal 4, en verde, la tensión  $V_O$  del punto de conexión entre los paneles, el inversor y el SPD. En el canal M1, en naranja, la potencia  $P_O$  que entrega o extrae el adaptador. Y, finalmente, en el canal M2, en morado, la potencia  $P_{inv}$  que entra en el inversor.

En la Figura 4-7 muestra la introducción potencia en el sistema sin problemas. Se introducen 600 W en el sistema, que se suman a los 1200 W de los paneles solares, de forma que el inversor recibe una  $p_{inv}$  de 1800 W.

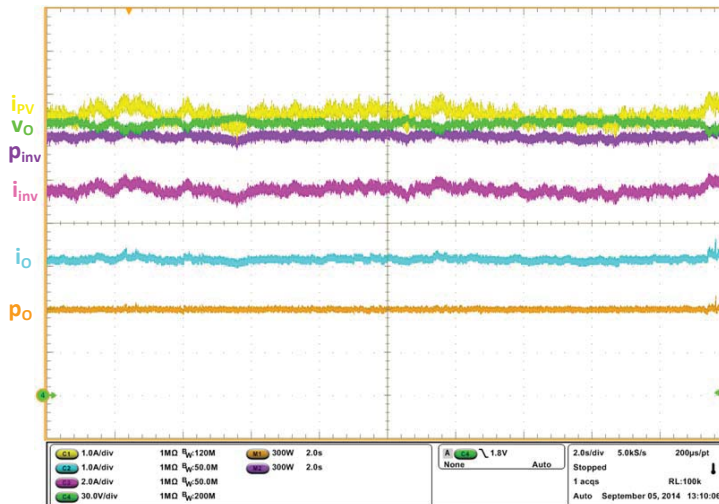


Figura 4-7: Introducción de 600 W al sistema fotovoltaico

En segundo lugar, en la Figura 4-8, vemos que también se puede extraer potencia del sistema sin inconveniente. De los 1150 W aportados por el campo solar, absorbemos mediante el SPD unos 400 W, de forma que el inversor recibe 750 W.

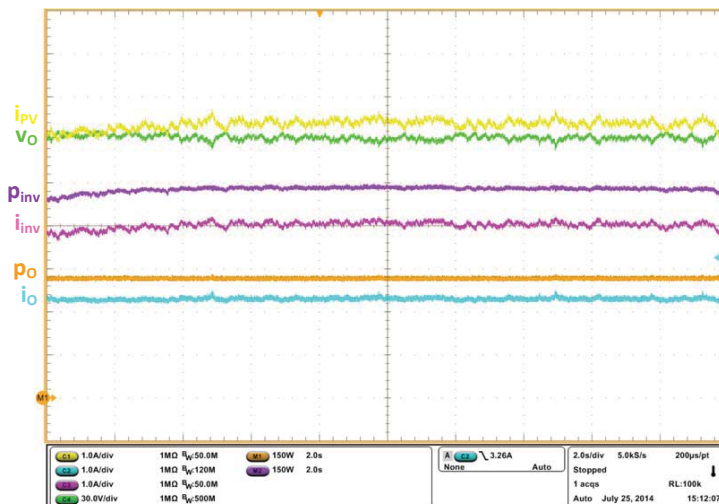


Figura 4-8: Extracción de 400 W del sistema fotovoltaico

Al aumentar la potencia extraída del sistema, se llega a un punto donde el sistema se inestabiliza. En el caso de la Figura 4-9, de los 1200 W que producía el campo solar intentamos extraer 630 W. El resultado fue que el sistema empezó a oscilar, fruto de la inestabilidad.

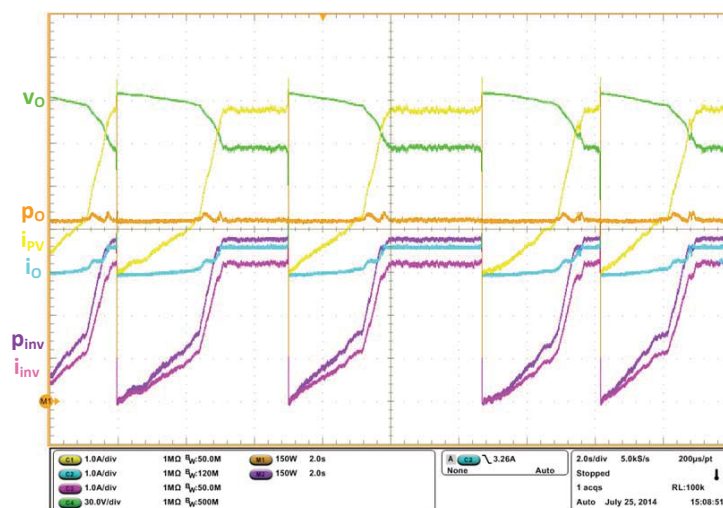


Figura 4-9: Extracción de 630 W del sistema fotovoltaico: inestabilidad

Finalmente, se aplicó la técnica propuesta para solventar este problema: cambiar de sumidero de potencia a sumidero de corriente. De esta manera, como se comprueba en la Figura 4-10, desapareció la inestabilidad. Así, se puede ver como de los 1000 W generados en el campo solar, se absorben 800 W sin problema, de forma que el inversor recibe 200 W.

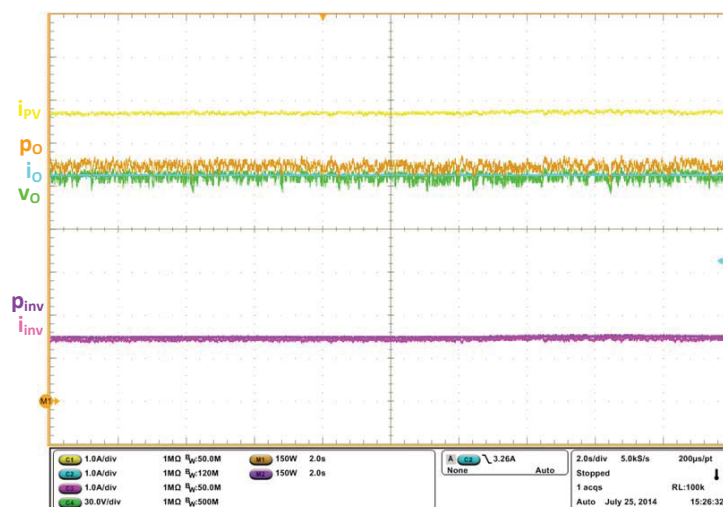


Figura 4-10: Extracción de 800 W del sistema fotovoltaico en modo corriente

Tal y como se acaba de exponer, los resultados experimentales corroboran las conclusiones a las que se ha llegado en el análisis del sistema simplificado. Estas son:

- Se puede aportar potencia a un sistema fotovoltaico usando un SPD sin que se inestabilice el conjunto.
- Se puede extraer una cierta cantidad de potencia de un sistema fotovoltaico usando un SPD sin que se inestabilice el conjunto. El valor de la potencia que se puede extraer con seguridad dependerá de las pérdidas del sistema y de la dinámica de la tensión del punto de conexión, que dependerá de su capacidad  $C$  y de la rapidez de respuesta del algoritmo MPPT del inversor.
- Si se quiere extraer más potencia de la recomendada con el SPD, el sistema se inestabilizará, provocando oscilaciones en la tensión del punto de conexión.
- Si se quiere extraer más potencia de la recomendada, se debe usar el adaptador en modo corriente. En este modo, la extracción siempre es estable y se podría extraer toda la potencia disponible en el sistema.

#### 4.4. METODOLOGÍA DEL ANÁLISIS DETALLADO DE ADAPTADORES SPD

La principal diferencia en el método de análisis que se presenta a continuación y el análisis simplificado del apartado anterior, consiste en que el análisis simplificado reduce la dinámica del sistema al sustituir el convertidor usado en el SPD por una fuente de potencia en paralelo con un condensador para modelar su puerto de salida.

Partamos del diagrama de bloques del sistema completo mostrado en la Figura 4-4 y recordemos las funciones de transferencia  $H_5(s)$ ,  $H_6(s)$  y  $H_7(s)$ , en (4.4), (4.5) y (4.6), que modelan el inversor MPPT. Lo que se pretende ahora, es calcular las funciones de transferencia asociadas al SPD, a saber:  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$ , y así poder calcular la dinámica completa del sistema. El análisis del sistema se realizará siguiendo las siguientes diez etapas:

Primero: Describir el convertidor del SPD mediante las ecuaciones diferenciales correspondientes a las variables de estado del sistema. Es decir, las corrientes de los inductores, las tensiones de los condensadores, y otras posibles ecuaciones. Así, por ejemplo, en el apartado 3.3.5 se describía como implementar el SPD en un *Buck-Boost*, donde se requería un PI que generase la referencia de corriente del inductor. Recordemos, que en este caso la corriente del inductor no permite controlar directamente la entrada o la salida del SPD.

Segundo: Plantear las superficies de deslizamiento que determinan el SPD. Estas reproducirán, como se aprecia en la Figura 3-4, sendas funciones lineales de  $P_o(V_o)$  en los cuatro tramos o regiones: A, B, C y D. Dichas superficies se ofrecen en las formulas (3.4), (3.5) o (3.6) y (3.8), en función de la localización del inductor cuya corriente se va a controlar. Esta localización puede ser salida, entrada u otro lugar.

Tercero: Hallar todos los puntos donde se cumplen las condiciones de existencia que definen la región de deslizamiento. Observando las expresiones de las superficies de deslizamiento (3.4), (3.5) o (3.6) y (3.8), se observa que las variables de interés son:  $z_j(t) = \{p_{REF}(t), v_g(t), v_o(t)\}$ . A nivel físico, hallar las regiones de deslizamiento es equivalente a calcular el rango en el que las derivadas de las variables  $z_j(t)$ , permiten el deslizamiento, es decir, que se logra que la corriente del inductor siga la referencia establecida por la superficie. Si se supera este rango, la corriente de referencia sería inalcanzable ya que su pendiente sería mayor que la de la corriente de la bobina. Las regiones de deslizamiento (4.39) se deberán particularizar para el convertidor usado en el SPD y la región de trabajo (A, B, C o D).

$$S(X): i_L = i_{REF}(z_j, t) \quad (4.37)$$

$$\frac{di_{Loff}(t)}{dt} < \frac{di_{REF}(t)}{dt} < \frac{di_{Lon}(t)}{dt} \quad (4.38)$$

$$\frac{di_{Loff}(t)}{dt} < \sum_{j=1}^3 \frac{di_{REF}(z_j)}{dz_j} \cdot \frac{dz_j(t)}{dt} < \frac{di_{Lon}(t)}{dt} \quad z_j = \{p_{REF}(t), v_g(t), v_o(t)\} \quad (4.39)$$

Cuarto: A continuación se calcula el valor de los controles equivalentes en función del convertidor y de la región de trabajo. Cuando se ha alcanzado la superficie de deslizamiento, la corriente de la bobina, en promedio, será la establecida por la referencia  $i_{REF}(z_j, t)$ . Entonces, la derivada de la corriente de referencia debe coincidir con la ecuación de estado de la derivada de la corriente del inductor, que asimismo depende del control  $u(t)$ . Igualando ambas derivadas se obtiene el control equivalente.

$$\frac{di_L(t, u)}{dt} = \frac{di_{REF}(t, z_j)}{dt} \rightarrow u_{eq}(t) \quad (4.40)$$

Quinto: Estudiar la dinámica ideal de las variables de estado para conocer cómo evolucionará dinámicamente el sistema cuando haya alcanzado la superficie de deslizamiento. Para ello se substituye la corriente de la bobina  $i_L(t)$  por la superficie  $i_{REF}(z_j, t)$ , y  $u(t)$  por el



control equivalente  $u_{eq}(t)$ . Se deberían distinguir dos situaciones: los convertidores elementales y aquellos de mayor orden.

Dado que la dinámica de la corriente del inductor está fijada por la superficie, en un convertidor elemental con dos variables de estado, la única variable con dinámica propia será la tensión del condensador  $v_o(t)$ , dinámica que normalmente será no lineal. Si consideramos que el modelo simplificado incluye la variable de estado  $v_o(t)$ , las conclusiones del análisis simplificado deberían, en principio, coincidir con las del análisis detallado.

En un convertidor de orden superior ( $n>2$ ), la diferencia entre los dos análisis consiste en la dinámica de todas aquellas variables de estado  $x_i(t)$  no estudiadas en el análisis simplificado. Es decir, todas menos la corriente del inductor que se fuerza mediante la superficie de deslizamiento y la dinámica del condensador de salida. Normalmente, la dinámica del condensador C y del algoritmo MPPT del inversor resultaran dominantes respecto a las dinámicas de las  $n-2$  variables de estado restantes. Estas dinámicas secundarias que corresponden a otros inductores y condensadores tienen constantes de tiempo mucho más rápidas que las principales.

$$\frac{dx_i}{dt} = f(x_i, i_{REF}(z_j), u_{eq}) \quad (4.41)$$

Sexto: Dado que la dinámica resultante será no lineal, una forma habitual de estudiarla implica linealizar el comportamiento del sistema en un punto de equilibrio. Aunque el análisis solo es válido en pequeña señal, suele ser suficiente en muchos casos. Para ello la sexta etapa consiste en encontrar los puntos de equilibrio. El punto de equilibrio es el valor que alcanza cada variable de estado cuando su derivada sea igual a cero. Para calcularlo se partirá de la dinámica ideal, encontrada en el paso anterior, por incluir la información relativa a cuando se ha alcanzado la superficie. En este paso nos podemos encontrar con ecuaciones sin solución analítica explícita debido a la presencia de las exponenciales del modelo del campo solar. Por tanto, el punto de equilibrio se dejará indicado, y si desean valores numéricos concretos, se deberían resolver las ecuaciones por métodos numéricos.

$$\frac{dx_i}{dt} = f(x_i, i_{REF}(z_j), u_{eq}) = 0 \rightarrow x_i^* \quad (4.42)$$

Séptimo: Linealizar efectivamente el sistema. La linealización consiste en averiguar la pendiente en el punto de trabajo con respecto a cada una de las variables del sistema en dicho

punto, y utilizar esa pendiente para encontrar relaciones lineales entre las variables, aunque sean incrementales.

$$\mathbf{x}_i(t) = \mathbf{x}_i^* + \sum_{j=1}^{i=n} \left( \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}_j} \right)_{\mathbf{x}_j^*} \hat{\mathbf{x}}_j(t) + \sum_{j=1}^{j=m} \left( \frac{\partial f}{\partial \mathbf{z}_j} \right)_{\mathbf{x}_j^*} \hat{\mathbf{z}}_j(t) \quad (4.43)$$

Entonces, a partir del modelo lineal se podrán usar las herramientas de control clásico, como la transformada de Laplace, funciones de transferencia, los conceptos de polo y cero, y las herramientas habituales para estudiar la estabilidad como los diagramas de *Nyquist*, *Bode*, *Nichols*, *LGR* y el criterio de *Routh-Hurwitz*.

Dado que la potencia en función de la tensión de salida  $P_o(V_o)$  del SPD, ver la Figura 3-4, es lineal a tramos, en los puntos característicos ( $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CD}$ ) las derivadas no están definidas. Por tanto, en dichos puntos, las funciones de transferencia de las regiones anterior y posterior evaluadas en los puntos característicos no tienen por qué ser iguales.

Octavo: Una vez linealizado el sistema, el siguiente paso consiste en aplicar la transformada de Laplace y el principio de superposición para obtener las funciones de transferencia  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$  que describen el comportamiento en el dominio frecuencial del sistema formado por el campo fotovoltaico, el adaptador, donde el inversor se modela como una fuente de corriente  $i_{INV}(t)$ .

Noveno: Combinar las funciones de transferencia del convertidor con las que se obtuvieron en el apartado 4.2 para modelar el retraso ( $\tau$ ) introducido por el algoritmo de seguimiento de máxima potencia del inversor para completar el modelo global del sistema representado en el diagrama de bloques de la Figura 4-4. Este modelo consiste en las funciones de transferencia que relacionan la tensión del punto de conexión y las posibles perturbaciones de entrada y la salida. Las combinaciones a realizar son las siguientes:

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{H_1(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.44)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{H_2(s) + H_4(s) \cdot H_6(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.45)$$

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{SC}(s)} = \frac{H_3(s) + H_4(s) \cdot H_7(s)}{1 - H_4(s) \cdot H_5(s)} \quad (4.46)$$

Decimo: Finalmente, con las funciones de transferencia que relacionan la salida con las posibles perturbaciones de entrada, se puede estudiar la estabilidad del sistema completo.

## 4.5. ANÁLISIS DE UN SPD REDUCTOR ELEMENTAL

Tenemos un sistema fotovoltaico convencional al que le queremos incorporar un nuevo elemento  $V_g$  mediante un SPD cuyo convertidor de potencia es un convertidor reductor elemental o *Buck*. El sistema completo quedaría como el que se muestra en la Figura 4-11.

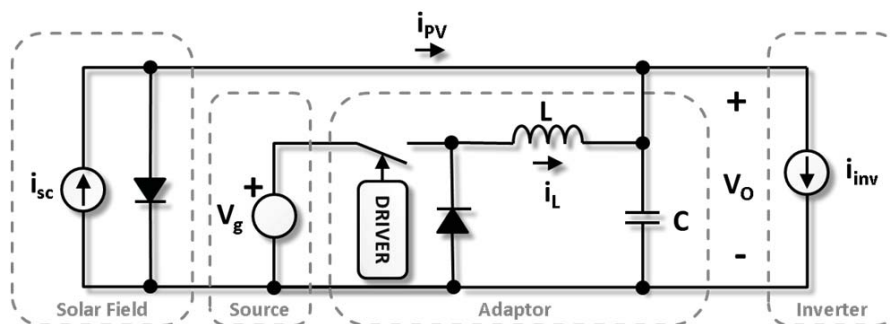


Figura 4-11: Incorporación con un *Buck* SPD de un elemento en un sistema fotovoltaico

En primer lugar describimos el sistema observando la dinámica de sus variables de estado. La dinámica de este sistema se puede describir con las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} [u(t) \cdot v_g(t) - v_o(t)] \\ \frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} [i_L(t) - i_{inv}(t) + i_{sc}(t) - i_d \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right)] \end{cases} \quad (4.47)$$

Para que funcione como SPD el adaptador tendrá que obedecer a las siguientes superficies de deslizamiento correspondientes a las regiones de funcionamiento A, B, C y D:

$$\begin{cases} A: S_A(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = \frac{p_{REF}(t)}{V_{AB}} \\ B: S_B(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \\ C: S_C(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\ D: S_D(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = 0 \end{cases} \quad (4.48)$$

El control, aplicando estas superficies, forzará que la corriente de la bobina  $i_L(t)$  tenga el mismo valor medio que la corriente de referencia  $i_{REF}(t)$ . Para ello deben cumplirse las

condiciones de deslizamiento de forma que la pendiente de la corriente de referencia sea menor que la de la corriente del inductor. De esta manera la corriente de la bobina será capaz de alcanzar la corriente de la referencia. Para que esto pase, las variables presentes en las superficies de deslizamiento deben tener unas pendientes tales que no hagan que la pendiente de la corriente de referencia sea mayor que la de la corriente de la bobina.

$$u = \begin{cases} 0 & \text{si } s > 0, \frac{ds}{dt} < 0 \\ 1 & \text{si } s < 0, \frac{ds}{dt} > 0 \end{cases} \quad (4.49)$$

La aplicación de las condiciones de existencia (4.49) a las superficies A, B, C y D (4.48) para el convertidor *Buck* (4.47) permite encontrar las regiones de deslizamiento asociadas a cada superficie. Como, en principio, la superficie de cada zona depende de  $p_{REF}(t)$  y  $v_o(t)$ , las regiones de deslizamiento dependerán de ambas variables. A continuación se muestran las regiones de deslizamiento para las zonas A, B, C y D, en función de las variables  $p_{REF}(t)$  y  $v_o(t)$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} A: -\frac{v_o(t) \cdot V_{AB}}{L} < \frac{dp_{REF}(t)}{dt} < \frac{[v_g(t) - v_o(t)] \cdot V_{AB}}{L} \\ B: -\frac{v_o^2(t)}{L} < \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} < \frac{[v_g(t) - v_o(t)] \cdot v_o(t)}{L} \\ C: -\frac{v_o^2(t)}{L \cdot \left(1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)} < \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} < \frac{[v_g(t) - v_o(t)] \cdot v_o(t)}{L \cdot \left(1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)} \\ D: \text{No hay dependencia} \end{array} \right. \quad (4.50)$$

En la zona D, como la superficie vale 0, la pendiente de la corriente de referencia siempre será nula, con lo cual, siempre será alcanzable independientemente de lo que pase con las variables. En la región A, como en la superficie no aparece la variable  $v_o(t)$ , tampoco aparece su derivada en las condiciones de existencia.

Cuando se ha alcanzado la superficie de deslizamiento, la corriente del inductor  $i_L(t)$  será, en promedio, la corriente de referencia  $i_{REF}(t)$  establecida por la superficie de deslizamiento de la región en la que estemos operando. Entonces, la derivada de las superficies mostradas en (4.48), debe coincidir con la ecuación de estado del inductor (4.47) que depende del control  $u(t)$ . Igualando ambas derivadas se obtiene el control equivalente  $u_{eq}(t)$  para cada superficie. Para este convertidor los controles equivalentes para las zonas de funcionamiento A, B, C y D son:

$$\left\{ \begin{array}{l} A: u_{eq}(t) = \frac{v_o(t)}{v_g(t)} + \frac{L}{v_g(t) \cdot V_{AB}} \frac{dp_{REF}(t)}{dt} \\ B: u_{eq}(t) = \frac{v_o(t)}{v_g(t)} + \frac{L}{v_g(t) \cdot v_o(t)} \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{L \cdot p_{REF}(t)}{v_g(t) \cdot v_o^2(t)} \frac{dv_c(t)}{dt} \\ C: u_{eq}(t) = \frac{v_o(t)}{v_g(t)} + \frac{L \cdot [v_o(t) - V_{CD}]}{v_g(t) \cdot v_o(t) \cdot [V_{BC} - V_{CD}]} \frac{dp_{REF}(t)}{dt} + \frac{L \cdot p_{REF}(t) \cdot V_{CD}}{v_g(t) \cdot v_o^2(t) \cdot [V_{BC} - V_{CD}]} \frac{dv_o(t)}{dt} \\ D: u_{eq}(t) = \frac{v_o(t)}{v_g(t)} \end{array} \right. \quad (4.51)$$

El estudio de la dinámica ideal de las variables de estado analiza cómo evolucionará el sistema cuando haya alcanzado la superficie de deslizamiento. Para ello se substituye la corriente de la bobina  $i_L(t)$  por la superficie  $i_{REF}(t)$ , y  $u(t)$  por el control equivalente  $u_{eq}(t)$ . Dado que la dinámica de la corriente del inductor está fijada por la superficie, en un convertidor elemental como este, con dos variables de estado, la única variable con dinámica será la tensión del condensador  $v_o(t)$ . La dinámica de  $v_o(t)$  para las diferentes regiones de funcionamiento será:

$$\left\{ \begin{array}{l} A: C \frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{p_{REF}(t)}{V_{AB}} + i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) \\ B: C \frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} + i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) \\ C: C \frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) + i_{sc}(t) - \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) i_d - i_{inv}(t) \\ D: C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) \end{array} \right. \quad (4.52)$$

El siguiente paso es encontrar los puntos de equilibrio. El punto de equilibrio será el valor de cada variable de estado cuando su derivada sea igual a cero. Forzando la derivada de la variable a cero, se obtiene el punto de equilibrio  $X_Q$  para las regiones de funcionamiento A, B, C y D. El valor de las variables en el punto de equilibrio se simboliza con el subíndice Q.

$$X_{Qn} = [I_{LQn} \quad V_{OQn}]^T \quad n = \{A, B, C, D\} \quad (4.53)$$

En los puntos de equilibrio (4.54) se puede ver que para las regiones A y D existe una solución explícita. En cambio, para las regiones B y C como aparecen términos de la tensión del

condensador en el punto de equilibrio  $V_{OQ}$  dentro y fuera de una exponencial, no existe solución explícita. Para obtener una solución se deberán usar métodos numéricos.

$$\left\{ \begin{array}{ll} A: I_{LQ} = \frac{P_{REFQ}}{V_{AB}} & V_{OQ} = k_{PV} \cdot \ln \left( \frac{1}{i_d} \cdot \left( \frac{P_{REFQ}}{V_{AB}} + I_{scQ} - I_{invQ} \right) + 1 \right) \\ B: I_{LQ} = \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}} & V_{OQ} = \frac{P_{REFQ}}{-I_{scQ} + i_d \cdot \left( e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) + I_{invQ}} \\ C: I_{LQ} = \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}} \cdot \left( 1 - \frac{V_{OQ} - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) & V_{OQ} = \frac{P_{REFQ} \cdot V_{CD}}{\left( I_{scQ} - i_d \cdot \left( e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} - 1 \right) - I_{invQ} \right) (V_{BC} - V_{CD}) + P_{REFQ}} \\ D: I_{LQ} = 0 & V_{OQ} = k_{PV} \cdot \ln \left( \frac{I_{scQ} - I_{invQ}}{i_d} + 1 \right) \end{array} \right. \quad (4.54)$$

A continuación linealizaremos la dinámica ideal del sistema en el punto de equilibrio para poder aplicar la transformada de Laplace, y así obtener las funciones de transferencia para las distintas regiones de funcionamiento y variables de entrada:

$$\left\{ \begin{array}{l} A: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{AB}} + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\ B: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{OQ}} + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\ C: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{OQ}} \cdot \left( 1 - \frac{V_{OQ} - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) + \hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\ D: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{I}_{sc}(s) - \hat{I}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \end{array} \right. \quad (4.55)$$

Por simple inspección en (4.55), se pueden obtener las funciones de transferencia en pequeña señal  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$  que describen el comportamiento en el dominio frecuencial del sistema según el diagrama de bloques de la Figura 4-4.

En primer lugar, obsérvese que al controlar directamente la potencia de salida, las perturbaciones en la tensión de entrada  $V_g$  no afectan la tensión del condensador de salida, sea cual sea la región de funcionamiento.

$$H_1(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = 0 \quad (4.56)$$

En segundo lugar, se muestran las funciones de transferencia que relacionan la tensión de salida con la potencia que maneja el adaptador SPD. En este caso, en la región D, tampoco hay afectación debido a que la superficie de deslizamiento impone una potencia nula.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{1}{V_{AB}} \cdot \frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pV}}}{k_{pV} \cdot C}} \\ B: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{1}{V_{OQ}} \cdot \frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pV}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\ C: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{1}{V_{OQ}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OQ} - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}}\right) \cdot \frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pV}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\ D: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = 0 \end{array} \right. \quad (4.57)$$

En tercer lugar vemos las funciones de transferencia que relacionan la tensión en el punto de conexión con la irradiación en el campo solar  $I_{sc}$ , y con la corriente del inversor  $I_{inv}$ . Ambas son iguales pero de signo opuesto.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C} \\
 B: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\
 D: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C}
 \end{array} \right. \quad (4.58)$$

A continuación, las funciones de transferencia  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$  del convertidor se combinan con las  $H_5(s)$ ,  $H_6(s)$  y  $H_7(s)$  que aportan información acerca del inversor MPPT. El resultado nos dará la respuesta dinámica total del sistema en función de las perturbaciones en la irradiación solar y la potencia que se inserta en el sistema mediante el adaptador SPD para cara región de funcionamiento.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{AB} \cdot C} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C} \\
 B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{OQ} \cdot C} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{V_{OQ} \cdot C} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{k_{pv}}}{k_{pv}} \cdot C + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)} \\
 D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = 0
 \end{array} \right. \quad (4.59)$$



$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}} \\
 B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)} \\
 D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}}
 \end{array} \right. \quad (4.60)$$

Si observamos el denominador de las funciones de transferencia obtenidas en (4.59) y (4.60), vemos que son de primer orden con el polo situado donde se indica en (4.61), dado que se vuelve a producir la cancelación de polo-cero en el origen, que ya fue descrita en el análisis simplificado.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} \\
 B: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} - \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \\
 C: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} - \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\
 D: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}
 \end{array} \right. \quad (4.61)$$

Para que el sistema sea estable este polo debe estar en el semiplano izquierdo, es decir, ser negativo. De acuerdo con las condiciones (4.62), se observa que el sistema es siempre estable en las regiones A y D, pues todos los coeficientes son positivos, y que en las regiones B y C, la estabilidad es condicional, como predecía el modelo simplificado.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} < 0 \\ B: P_{REFQ} > -V_{OQ}^2 \cdot \left( \frac{C}{\tau} + \frac{i_d}{k_{PV}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} \right) \\ C: P_{REFQ} > -V_{OQ}^2 \cdot \left( \frac{C}{\tau} + \frac{i_d}{k_{PV}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}} \right) \cdot \left( \frac{V_{CD} - V_{BC}}{V_{CD}} \right) \\ D: -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} < 0 \end{array} \right. \quad (4.62)$$

Al igual como se predecía en el modelo simplificado, ver (4.62), no hay problemas d estabilidad cuando  $P_{REF}$  es positiva o ligeramente negativa, pero a partir de un valor importante de potencia absorbida por el adaptador, el sistema se inestabilizará.

Ese valor crítico de potencia absorbida, depende de las pérdidas, de la capacidad del punto de conexión y de la constante de tiempo  $\tau$ . Lógicamente, a mayores pérdidas, mayor estabilidad. Como antes, también tendrán un efecto estabilizante la capacidad en el punto de conexión, y la rapidez de respuesta del inversor. Como más rápida sea esta, mejor control habrá sobre la tensión y menores posibilidades de inestabilidad. Estos resultados coinciden plenamente con los presentados en el modelo simplificado.

## 4.6. ANÁLISIS DE UN SPD ELEVADOR ELEMENTAL

Tenemos un sistema fotovoltaico convencional al que le queremos incorporar un nuevo elemento  $V_g$  mediante un SPD cuyo convertidor de potencia es un elevador elemental o *Boost*. El sistema completo quedaría como el que se muestra en la Figura 4-12.

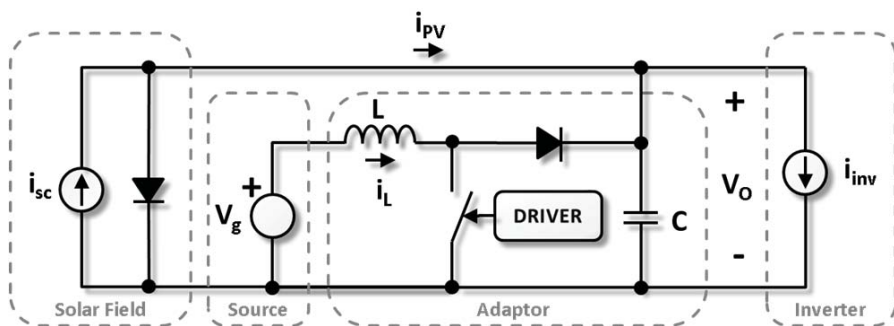


Figura 4-12: Incorporación con un *Boost* SPD de un elemento en un sistema fotovoltaico

En primer lugar describimos el sistema observando la dinámica de sus variables de estado. La dinámica de este sistema se puede describir con las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [v_g(t) - v_o(t) \cdot (1-u)] \\ \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left[ i_{sc}(t) - i_d \left( e^{\frac{v_o(t)}{K_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + i_L(t) \cdot (1-u) \right] \end{cases} \quad (4.63)$$

Para que funcione como SPD, el adaptador tendrá que obedecer a las siguientes superficies de deslizamiento para las diferentes regiones de funcionamiento A, B, C y D:

$$\begin{cases} A: S_A(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{v_o(t)}{V_{AB}} \\ B: S_B(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \\ C: S_C(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right) \\ D: S_D(X): i_L(t) = i_{REF}(t) = 0 \end{cases} \quad (4.64)$$

Las superficies de control (4.64) fuerzan a que la corriente de la bobina  $i_L(t)$  tenga el mismo valor medio que la corriente de referencia  $i_{REF}(t)$ .

El conjunto de expresiones mostrado en (4.65) define las regiones de deslizamiento asociadas a las superficies A, B, C y D (4.64) para el convertidor *Boost*. Como todas las superficies dependen de  $p_{REF}(t)$ ,  $v_g(t)$  y  $v_o(t)$ , las regiones de deslizamiento dependerán de las tres variables. A diferencia del *Buck*, en este caso, si que existe influencia de  $v_g(t)$ .

$$\begin{cases} A: \frac{(v_g(t) - v_o(t))}{L} \cdot \frac{v_g(t) \cdot V_{AB}}{v_o(t)} < \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} < \frac{v_g(t)}{L} \cdot \frac{v_g(t) \cdot V_{AB}}{v_o(t)} \\ B: \frac{(v_g(t) - v_o(t))}{L} \cdot v_g(t) < \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} < \frac{v_g(t)}{L} \cdot v_g(t) \\ C: \frac{(v_g(t) - v_o(t))}{L} \cdot \frac{v_g(t)}{\left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)} < \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} \\ \quad \quad \quad - \frac{p_{REF}(t)}{V_{CD} - v_o(t)} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} < \frac{v_g(t)}{L} \cdot \frac{v_g(t)}{\left( 1 - \frac{v_o(t) - V_{BC}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)} \\ D: \text{No hay dependencia} \end{cases} \quad (4.65)$$

Cuando se ha alcanzado la superficie de deslizamiento, la corriente del inductor  $i_L(t)$  será, en promedio, la corriente de referencia  $i_{REF}(t)$  establecida por la superficie de deslizamiento de la región en la que estemos operando. Entonces, la derivada de la superficie  $S(X)$  (4.64) debe coincidir con la ecuación de estado del inductor (4.63), dependiendo esta última del control  $u(t)$ . Igualando ambas derivadas se obtiene el control equivalente  $u_{eq}(t)$  en cada zona de funcionamiento A, B, C y D.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: u_{eq}(t) = 1 - \frac{v_g(t)}{v_o(t)} + \frac{L}{V_{AB} \cdot v_g(t)} \cdot \left( \frac{dp_{REF}(t)}{dt} + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} \right) \\ B: u_{eq}(t) = 1 - \frac{v_g(t)}{v_o(t)} + \frac{L}{v_o(t) \cdot v_g(t)} \cdot \left( \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} \right) \\ C: u_{eq}(t) = 1 - \frac{v_g(t)}{v_o(t)} + \frac{L}{v_o(t) \cdot v_g(t)} \cdot \frac{v_o(t) - V_{CD}}{V_{BC} - V_{CD}} \cdot \left( \frac{dp_{REF}(t)}{dt} + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t) - V_{CD}} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} \right) \\ D: u_{eq}(t) = 1 - \frac{v_g(t)}{v_o(t)} \end{array} \right. \quad (4.66)$$

Para estudiar la dinámica ideal del convertidor para cada zona, se substituye en (4.63) la corriente de la bobina  $i_L(t)$  por su correspondiente valor en la superficie  $i_{REF}(t)$  (4.64), y  $u(t)$  por el control equivalente  $u_{eq}(t)$  mostrado en (4.66).

Al igual que en el convertidor *Buck*, una vez fijada la corriente del inductor por la superficie, la única variable con dinámica será la tensión del condensador  $v_o(t)$ . Dicha dinámica ideal para las diferentes regiones de funcionamiento será:

$$\left\{ \begin{array}{l} A: C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + \frac{p_{REF}(t)}{V_{AB}} + \frac{L \cdot p_{REF}(t) \cdot v_o(t)}{v_g^2(t) \cdot V_{AB}^2} \cdot \left( \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} - \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} \right) \\ B: C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} + \frac{L \cdot p_{REF}(t)}{v_g^2(t) \cdot v_o(t)} \cdot \left( \frac{p_{REF}(t)}{v_g(t)} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} - \frac{dp_{REF}(t)}{dt} \right) \\ C: C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) + \frac{p_{REF}(t)}{v_o(t)} \cdot \frac{(V_{CD} - v_o(t))}{(V_{CD} - V_{BC})} + \frac{L \cdot p_{REF}(t)^2 \cdot (V_{CD} - v_o(t))^2}{v_g(t)^3 \cdot v_o(t) \cdot (V_{CD} - V_{BC})^2} \cdot \frac{dv_g(t)}{dt} \\ \quad - \frac{L \cdot p_{REF}(t)}{v_g(t)^2 \cdot v_o(t)} \cdot \frac{(V_{CD} - v_o(t))}{(V_{CD} - V_{BC})} \cdot \left( (V_{CD} - v_o(t)) \cdot \frac{dp_{REF}(t)}{dt} - p_{REF}(t) \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} \right) \\ D: C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{sc}(t) - i_d \cdot \left( e^{\frac{v_o(t)}{k_{pv}}} - 1 \right) - i_{inv}(t) \end{array} \right. \quad (4.67)$$

Con el fin de encontrar las funciones de transferencia en pequeña señal que modelen el convertidor se linealiza la dinámica ideal del sistema, y luego se aplica la transformada de Laplace. De esta forma se obtiene el conjunto de expresiones (4.68), que muestra el modelo en pequeña señal para las distintas regiones de funcionamiento.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{i}_{sc}(s) - \hat{i}_{inv}(s) + \frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2 \cdot V_{OQ}}{V_{AB}^2} \cdot s \cdot \hat{V}_g(s) + \left(1 - \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2 \cdot V_{AB}} \cdot s\right) \cdot \frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{AB}}}{s \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}} \\ B: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{i}_{sc}(s) - \hat{i}_{inv}(s) + \frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2}{V_{OQ}} \cdot s \cdot \hat{V}_g(s) + \left(1 - \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2} \cdot s\right) \cdot \frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{OQ}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\ C: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{i}_{sc}(s) - \hat{i}_{inv}(s) + \frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2}{V_{OQ}} \cdot \left(\frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)^2 \cdot s \cdot \hat{V}_g(s) + \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}} \cdot s\right) \cdot \frac{\hat{P}_{REF}(s)}{V_{OQ}} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}}}{s \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{OQ})}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{BC})^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\ D: \hat{V}_o(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{\hat{i}_{sc}(s) - \hat{i}_{inv}(s)}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pv}}}}{k_{pv} \cdot C}} \end{array} \right. \quad (4.68)$$

Como se observa en (4.68), los polos de las funciones de transferencia no dependen del tipo de perturbación, sino de la zona de funcionamiento, al igual que ocurría en el convertidor *Buck* y en el modelo simplificado. Sin embargo, si examinamos el polo del convertidor *Boost* vemos que en algunas regiones tiene una expresión diferente al polo encontrado para el convertidor *Buck* y para el modelo simplificado. Podría parecer que esta diferencia pone en duda la validez del modelo simplificado para ofrecer una primera estimación del comportamiento del SPD en el caso del *Boost*. Sin embargo, como se verá en la Tabla 4-1, donde se comparan las expresiones de los polos para el *Buck* y el *Boost*, en los casos donde la fórmula es diferente, se comete en el peor de los casos, un error del 4% y del 12% para las regiones A y C respectivamente.

Tabla 4-1: Comparativa de los polos del SPD para los convertidores *Buck* y *Boost*

| Zona     | <i>Buck</i> y Modelo Simplificado   | Boost   |
|----------|---|---|
| <b>A</b> | $s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}$  | $s \cdot \left( 1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2} \right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}$  |
|          | $s + \alpha$  | $s \cdot (1 + \beta) + \alpha \quad \text{donde } 0 < \beta < 0.04$   |
| <b>B</b> | $s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}$  | $s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}$  |
| <b>C</b> | $s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}$ | $s \cdot \left( 1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{OQ})}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{BC})^2} \right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}$ |
|          | $s + \delta$  | $s \cdot (1 + \gamma) + \delta \quad \text{donde } 0 < \gamma < 0.12$   |
| <b>D</b> | $s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}$  | $s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C}$  |

Retomando al estudio del *Boost*, si aplicamos el principio de superposición en (4.68), se obtienen las funciones de transferencia en pequeña señal  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$  que describen el comportamiento del convertidor según el diagrama de bloques de la Figura 4-4.

En primer lugar, examinaremos las funciones de transferencia de pequeña señal  $H_1(s) = \hat{V}_O(s)/\hat{V}_g(s)$ . Recordemos que en el convertidor *Buck* (4.55) y el modelo simplificado (4.12), la función  $H_1(s)$  es nula, y por tanto no existen perturbaciones en  $V_O$  causadas por  $V_g$ .

De hecho, el modelo simplificado está basado en una fuente de potencia  $P_O$  que actúa sobre el condensador de salida, sin discutir quien aporta esa potencia. Por otra parte, en el *Buck*, se controla directamente el puerto de salida, fijando la corriente para lograr el perfil de potencia  $P_O(V_O)$ . Como la tensión de entrada  $V_g$  no aparece en la dinámica ideal del convertidor, tampoco aparece en el modelo de pequeña señal. Sin embargo, para el *Boost* (4.69), sí que existe contribución de la tensión de entrada  $V_g$  en el modelo de pequeña señal, dado que se controla el puerto de entrada para establecer el perfil de potencia.

Tal y como se aprecia en (4.69), la función  $H_1(s)$  presenta un cero en el origen, sea cual sea la región o zona de funcionamiento. Esto significa, que si se hace una perturbación de tipo escalón en la tensión de entrada, tras el transitorio, la perturbación no tiene ningún efecto en régimen permanente. Como en el *Buck* no había perturbaciones en la salida causadas por con la tensión de entrada  $V_g$ , ambos convertidores rechazan dichas perturbaciones en estado estacionario las perturbaciones.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: H_1(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2 \cdot V_{OQ}}{V_{AB}^2} \cdot s}{s \cdot \left( 1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2} \right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\ B: H_1(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2}{V_{OQ}} \cdot s}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\ C: H_1(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2}{V_{OQ}} \cdot \left( \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)^2 \cdot s}{s \cdot \left( 1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{OQ})}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{BC})^2} \right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\ D: H_1(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = 0 \end{array} \right. \quad (4.69)$$

En segundo lugar, se ofrecen las funciones de transferencia relacionan la tensión de salida con la potencia de referencia (4.70) a inyectar o extraer que debe manejar el adaptador SPD. Estas funciones presentan un cero de alta frecuencia. En las regiones A y B, el cero está en el semiplano derecho, mientras que en la región C está en el semiplano izquierdo.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L \cdot P_{REFQ} \cdot V_{OQ}}{V_{gQ}^2 \cdot V_{AB}} \cdot s\right) \cdot \frac{1}{V_{AB}}}{s \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\
 B: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2} \cdot s\right) \cdot \frac{1}{V_{OQ}}}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}} \cdot s\right) \cdot \frac{1}{V_{OQ}} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}}}{s \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{OQ})}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{BC})^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\
 D: H_2(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = 0
 \end{array} \right. \quad (4.70)$$

Finalmente se ofrecen las funciones de transferencia (4.71) que relacionan la irradiación en el campo solar  $I_{sc}$  y la corriente absorbida por el inversor  $I_{inv}$  con la tensión en el punto de conexión. Nótese que estas funciones son iguales pero de signo contrario, dado que son corrientes opuestas en régimen permanente.

Si comparamos estas funciones del convertidor *Boost* con las homónimas del modelo simplificado y del convertidor *Buck*, se observa que los numeradores son iguales en todos los casos, y para todas las regiones. La única diferencia reside en los polos que coinciden en dos regiones, y son ligeramente diferentes en las otras dos.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\
 B: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{OQ})}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2 \cdot (V_{CD} - V_{BC})^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \frac{V_{CD}}{(V_{CD} - V_{BC})}} \\
 D: H_3(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{sc}(s)} = -H_4(s) = -\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{inv}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}}
 \end{array} \right. \quad (4.71)$$



Finalmente, al igual que ocurría con el modelo simplificado y con el *Buck*, combinando las funciones de transferencia  $H_1(s)$ ,  $H_2(s)$ ,  $H_3(s)$  y  $H_4(s)$  del convertidor, con las funciones  $H_5(s)$ ,  $H_6(s)$  y  $H_7(s)$  que aportan información acerca del algoritmo MPPT del inversor, tendremos la dinámica global del sistema. Tal y como ocurría en los casos anteriores, la dinámica total resulta de primer orden, combinando las constantes de tiempo correspondientes al convertidor, y la constante de tiempo  $\tau$  del inversor.

Con respecto a los numeradores, las funciones  $\hat{V}_o(s)/\hat{V}_g(s)$ , presentan un cero en el semiplano izquierdo (4.72) determinado por  $\tau$ , las funciones  $\hat{V}_o(s)/\hat{I}_{sc}(s)$  carecen de ceros (4.73), y finalmente las funciones  $\hat{V}_o(s)/\hat{P}_{REF}(s)$  pueden tener un cero (4.74) en el semiplano izquierdo o derecho, en función de la región y los parámetros del circuito, como por ejemplo la potencia  $P_{REFQ}$  insertada o absorbida del sistema.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2 \cdot V_{OQ}}{V_{AB}^2} \cdot \left(s + \frac{1}{\tau}\right)}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\ B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2}{V_{OQ}} \cdot \left(s + \frac{1}{\tau}\right)}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\ C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{L}{V_{gQ}^3} \cdot \frac{P_{REFQ}^2}{V_{OQ}} \cdot \left(\frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)^2 \cdot \left(s + \frac{1}{\tau}\right)}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{(V_{CD} - V_{BC})^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left(\frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)} \\ D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_g(s)} = 0 \end{array} \right. \quad (4.72)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L \cdot P_{REFQ} \cdot V_{OQ}}{V_{gQ}^2 \cdot V_{AB}} \cdot \left(s + \frac{1}{\tau}\right)\right) \cdot \frac{1}{V_{AB}}}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\
 B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2} \cdot \left(s + \frac{1}{\tau}\right)\right) \cdot \frac{1}{V_{OQ}}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{OQ} \cdot (V_{CD} - V_{BC})} + \frac{L \cdot P_{REFQ}}{V_{gQ}^2 \cdot V_{OQ}} \cdot \left(\frac{V_{CD} - V_{OQ}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)^2 \cdot \left(s + \frac{1}{\tau}\right)}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{(V_{CD} - V_{BC})^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left(\frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)} \\
 D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{P}_{REF}(s)} = 0
 \end{array} \right. \quad (4.73)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{SC}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}} \\
 B: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{SC}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C}} \\
 C: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{SC}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \cdot \left(1 + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{C \cdot V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{(V_{CD} - V_{BC})^2}\right) + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \cdot \left(\frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}}\right)} \\
 D: \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{SC}(s)} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{\tau} + \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{PV}}}}{k_{PV} \cdot C}}
 \end{array} \right. \quad (4.74)$$

Finalmente, para que el sistema sea estable el polo debe estar en el semiplano izquierdo (4.75), y para que esto ocurra se deben cumplir las condiciones (4.76).

$$\left\{ \begin{array}{l} A: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{\left( k_{pV} \cdot C + \frac{k_{pV} \cdot L \cdot P_{REFQ}^2}{V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2} \right)} \\ B: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} - \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2 \cdot C} \\ C: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{\frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV}} + \frac{P_{REFQ}}{V_{OQ}^2} \cdot \left( \frac{V_{CD}}{V_{CD} - V_{BC}} \right)}{\left( C + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{V_{OQ} \cdot V_{gQ}^2} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{(V_{CD} - V_{BC})^2} \right)} \\ D: s = -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} \end{array} \right. \quad (4.75)$$

Se observa como en las regiones A y D, el sistema siempre es estable, pues el polo siempre estará en el semiplano izquierdo. En cambio para las regiones B y C para que el sistema sea estable se debe cumplir la condición dada en (4.76). Esta condición indica que no hay problema si  $P_{REFQ}$  es positiva o si es ligeramente negativa, pero a partir de un valor importante de potencia absorbida por el adaptador, el sistema se inestabilizará, repitiendo los esquemas de comportamiento encontrados en apartados anteriores.

$$\left\{ \begin{array}{l} A: -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{\left( k_{pV} \cdot C + \frac{k_{pV} \cdot L \cdot P_{REFQ}^2}{V_{AB}^2 \cdot V_{gQ}^2} \right)} < 0 \\ B: P_{REFQ} > -V_{OQ}^2 \cdot \left( \frac{C}{\tau} + \frac{i_d}{k_{pV}} \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}} \right) \\ C: P_{REFQ} > \left( -\frac{1}{\tau} \cdot \left( C + \frac{L \cdot P_{REFQ}^2}{V_{gQ}^2 \cdot V_{OQ}} \cdot \frac{V_{CD} - V_{OQ}}{(V_{CD} - V_{BC})^2} \right) - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV}} \right) V_{OQ}^2 \cdot \frac{(V_{CD} - V_{BC})}{V_{CD}} \\ D: -\frac{1}{\tau} - \frac{i_d \cdot e^{\frac{V_{OQ}}{k_{pV}}}}{k_{pV} \cdot C} < 0 \end{array} \right. \quad (4.76)$$

# Capítulo 5

---

## AMPLIACIÓN DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CON SPD

### 5.1. INTRODUCCIÓN

El Smart Panel Device, o SPD, es un dispositivo muy versátil, ya que tiene un importante número de aplicaciones y puede implementarse con diferentes topologías convertidoras. Como se explicó en el capítulo 3, el SPD está formado por un convertidor sujeto a unas leyes de control que imponen la curva de potencia-tensión  $P_o(V_o)$  de salida.

El SPD es un dispositivo que permite adaptar una fuente, carga o elemento almacenador de energía a un sistema fotovoltaico convencional conectado a red, y también permite que una fuente sin punto de máxima potencia aproveche un inversor con MPPT.

Por un lado, en función del elemento a adaptar, el SPD deberá usar una topología convertidora específica para cumplir las especificaciones que el elemento y el sistema previo impongan, en función de la aplicación.

Por otro lado, el control del convertidor, que asegura el funcionamiento como SPD, se podrá hacer con un control PWM o en modo deslizamiento. A su vez, esos dos tipos de control se podrán realizar de numerosas maneras: analógica, digital o híbrida. Por último, existen diversas versiones *hardware* funcionalmente equivalentes, por ejemplo, las diferentes formas de realizar un comparador con histéresis.

Teniendo en cuenta estas variantes, mostraremos una selección de posibles aplicaciones del SPD para demostrar su flexibilidad, profundizando en las diferentes implementaciones y detalles de diseño. Las aplicaciones se han dividido tres grupos:

a) Aplicaciones para mejorar sistemas fotovoltaicos, es decir, existe un sistema previo formado por un campo solar con un inversor MPPT. Este tipo de aplicaciones se expondrán en este capítulo.

b) Las aplicaciones donde solo se usa el inversor MPPT, es decir, no hay paneles fotovoltaicos, la cuales se mostrarán en el capítulo 6.

c) Las aplicaciones donde se usa SPD como elemento canónico para construir microrredes. En el capítulo 7, se mostraran diferentes microrredes donde se utiliza el SPD.

Tras clasificar las aplicaciones, a continuación se explicaran aquellas relacionadas con la ampliación de sistemas fotovoltaicos convencionales a partir de la introducción de fuentes, cargas y/o sistemas almacenadores de energía. Se comentaran las ventajas de la introducción de estos elementos, como, por ejemplo, la creación de una reserva de energía y la mejora en el aprovechamiento del inversor, que habitualmente resulta infrautilizado.

En primer lugar se comentarán que elementos que se pueden introducir en el sistema fotovoltaico, como se pueden usar para crear una reserva de energía y hasta qué punto se puede ampliar la potencia instalada sin tener que cambiar el inversor MPPT original. La creación de una reserva de energía permite diseñar perfiles controlados de inyección de potencia en la red. De esta manera se pueden implementar técnicas colaboración activa con la red eléctrica realizando regulación primaria y secundaria.

Para mostrar los ejemplos de aplicación, se detallaran las características del sistema fotovoltaico disponible, determinando los puntos característicos del SPD adecuados para dicho sistema. A continuación se desarrollaran los ejemplos de incorporación de distintos elementos al sistema fotovoltaico: pilas de combustible, un aerogenerador y una batería, comentando sus particularidades y detalles a tener en cuenta en el diseño del adaptador.

## **5.2. AMPLIACIÓN DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO CONVENCIONAL**

La aplicación más destacada del SPD es la ampliación de sistemas fotovoltaicos comerciales. Con el SPD se pueden ir introduciendo nuevos elementos en un sistema fotovoltaico comercial sin modificar la arquitectura (conexionado preexistente entre campo solar e inversor). Además, se pueden conectar y desconectar los nuevos elementos sin apagar el sistema previo. Estos elementos pueden ser generadores, cargas y acumuladores.

Ejemplos de generadores que se pueden introducir en un sistema fotovoltaico pueden ser: campos fotovoltaicos adicionales, aerogeneradores, pilas de combustible, microturbinas, etc... La aportación energética que pueden hacer estos generadores reducirá la aleatoriedad en la producción, incrementando la fiabilidad del suministro energético.

También se pueden introducir cargas locales, interpretando el sistema resultante como una microrred DC con un punto de conexión a la red a través del inversor fotovoltaico. Así, en un sistema domestico se podrían alimentar las cargas DC (ordenadores, TV, cargadores,...) sin pasar por el inversor y así reducir las pérdidas de conversión, aprovechando al máximo la energía generada por el campo solar.

Finalmente, también se pueden introducir elementos almacenadores de energía como baterías, supercapacitores, *fly-wheels*, conjuntos electrolizador-pila de combustible, etc... La introducción de almacenadores va a permitir al sistema fotovoltaico convencional la creación de una reserva de energía que será de utilidad para aumentar la cantidad de energía que el sistema puede enviar a la red, inyectar determinados perfiles de generación, y/o responder a políticas de cooperación activa con la red eléctrica. Además, en el contexto actual, el almacenador puede servir para asegurar que no se inyecta energía a la red eléctrica en caso que la legislación vigente lo prohíba o lo desaconseje económicamente.

### 5.3. CREACIÓN DE UNA RESERVA DE ENERGÍA

Esta reserva de energía puede realizarse mediante el SPD, usando tantos adaptadores como fuentes y/o cargas sean requeridos, y conectando sus salidas en paralelo para unir todas sus contribuciones. De acuerdo con Singer en [77, 122], el circuito equivalente de la conexión serie o paralelo de diferentes fuentes y/o sumideros de potencia, es una única fuente de potencia cuyo valor corresponde a la suma de la aportación de todas las fuentes y/o sumideros conectados.

Durante la noche, cuando no hay producción fotovoltaica, se descargará la reserva de energía, operando el SPD como se puede ver en la Figura 3-3. Dado que el campo fotovoltaico no funciona, y no impone el punto de máxima potencia, la curva  $P_o(V_o)$  del SPD proporcionará al inversor un punto de máxima potencia que permita funcionar al sistema. En líneas generales, es el mismo comportamiento que tienen las aplicaciones del capítulo 6.

Durante el día, si los paneles solares están produciendo más potencia que la requerida para un perfil programado de inyección a la red, la potencia restante puede ser usada para recargar la reserva de energía, como se indica en la Figura 3-6. Si en cambio, la producción fotovoltaica está por debajo de la inyección prevista en la red, la reserva de energía complementará la producción fotovoltaica, trabajando como se ilustra en la Figura 3-5, para alcanzar el objetivo de inyección.

La producción de los campos fotovoltaicos difícilmente coincide con el consumo eléctrico instantáneo. La Figura 5-1 muestra unos ejemplos de perfiles de irradiación solar [135] y de consumo eléctrico [136] diarios. En esa figura, los cuatro perfiles de consumo corresponden al sistema eléctrico español peninsular, situado en unas latitudes entre 36º N y 43º N. Los perfiles de irradiación solar (verano e invierno) se refieren a un sistema instalado en una latitud de 40º N, con los paneles orientados al sud y una inclinación fija igual a la latitud.

Con más detalle, en la Figura 5-1, se muestran: los perfiles de irradiación solar en diciembre (*PW*) y junio (*PS*), dos perfiles de inyección constante a red adaptados a la potencia máxima (*CPm*) y media (*CPa*) con la irradiación diaria del mes de junio, los perfiles de consumo doméstico en diciembre (*DW*) y junio (*DS*), y los perfiles de consumo global de diciembre (*GW*) y junio (*GS*). Estos últimos han sido escalados en un factor 1/3 para que sean más ilustrativos. Obsérvese que los perfiles de consumo global son menos abruptos que los perfiles domésticos, debido a los consumidores industriales, mucho más constantes en el consumo de energía.

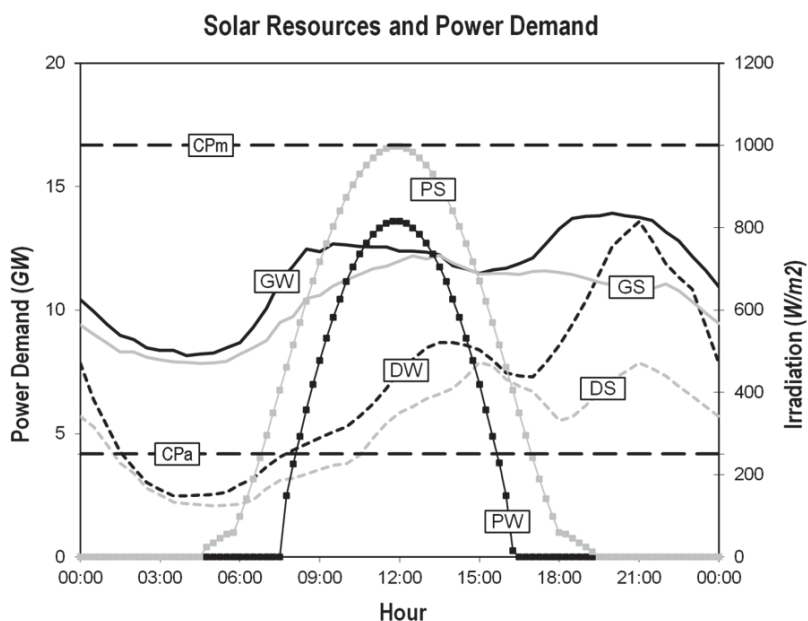


Figura 5-1: Perfiles de irradiación solar y consumo entorno a la latitud 40N [135, 136]

Con la observación de los perfiles *CPm*, *PW* y *PS* podemos deducir que habitualmente, los inversores están claramente infrautilizados por la naturaleza de la producción fotovoltaica. En una planta fotovoltaica conectada a la red los inversores están dimensionados de acuerdo con la potencia nominal del campo solar. Sin embargo, la mayor parte del día los inversores

están en un punto de trabajo de menor potencia, donde son menos eficientes que en condiciones nominales. De hecho, están gran parte de las horas del día parados. Esto aún es peor en invierno, cuando hay menos irradiación diaria.

Si se incorporan al sistema fotovoltaico nuevas fuentes de energía y/o almacenadores usando el SPD, se crearía una reserva de energía con la que la potencia inyectada en la red pasaría a ser controlable, desacoplando la inyección en red de las condiciones climáticas y de los ciclos diarios [137]. Usando esta reserva de energía podemos generar diferentes perfiles de inyección a la red eléctrica:

- Inyección de potencia constante. Esta potencia puede ser el valor medio de la producción diaria, usando almacenamiento, o incluso la potencia nominal del inversor, ampliando la generación incorporando, además de almacenamiento, nuevas fuentes de energía.
- Inyección según un perfil de consumo dado por el operador de red, facilitando la controlabilidad del sistema eléctrico.
- Inyección cooperadora con la red eléctrica [138, 139]. Participar en el control de la red eléctrica haciendo regulación primaria, secundaria y/o terciaria.
- Inyección nula. En los casos en que la legislación o los costes no lo recomienden, para asegurar que no se inyecta energía a la red eléctrica. Lo que vendría a ser un proyecto solar conectado a una red interna de un consumidor acorde al RD1699/2011 en la legislación española.
- Inyección en función del precio instantáneo de la energía. Así se podría enviar a la red cuando sea más cara, maximizando la retribución percibida por ello.

## 5.4. EL SPD Y EL DIMENSIONADO DEL INVERSOR

Como se ha comentado en el apartado anterior, debido a los ciclos diarios y anuales, el inversor está la mayor parte del tiempo parado o trabajando a una potencia inferior a la nominal. Esta forma de trabajar reduce la eficiencia del inversor. Para mejorarla, reduciendo la influencia de los ciclos diarios, proponemos añadir una reserva de energía usando SPD.

Por otro lado, los recursos de energía solar son fuertemente dependientes de la latitud, como se muestra en la Figura 5-2. Se puede observar que a bajas latitudes la energía



diaria disponible es más uniforme durante todo el año, en contraposición con latitudes superiores. Esta conclusión se obtiene por simple inspección de la Figura 5-2. Los datos muestran la irradiación diaria media por mes, calculada en horas equivalentes estándar, a diferentes latitudes [140]. Los datos recogidos son de sitios de Estados Unidos de América entre Puerto Rico y Alaska. Para la latitud 50° N, para la que no había datos, se ha usado la media de los obtenidos en latitudes 45 y 55° N. El experimento se realizó con paneles orientados al sur e inclinación igual a la latitud de la instalación.

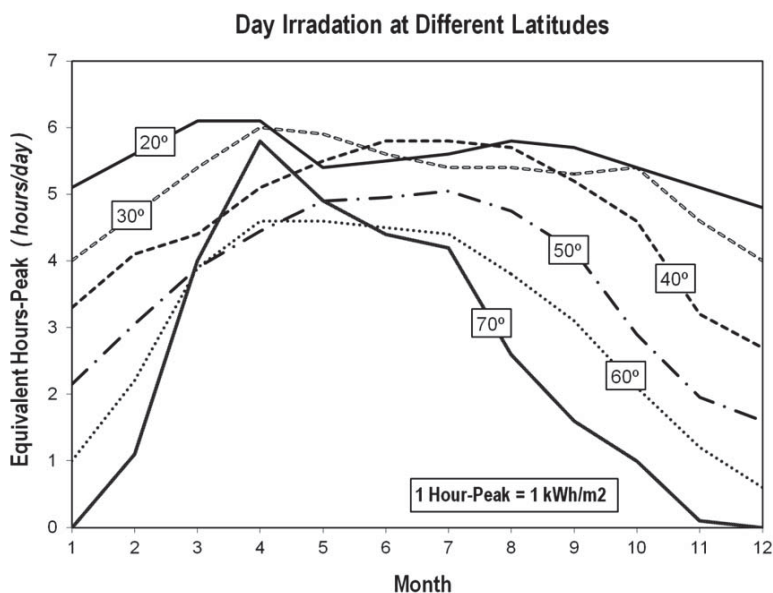


Figura 5-2: Irradiación solar a diferentes latitudes [140]

Según Velasco en [13], el factor de dimensionado o *sizing factor* ( $SF$ ) se define como la relación entre la potencia nominal del inversor y la potencia pico del campo solar. Según su estudio, para optimizar el inversor de una planta fotovoltaica y maximizar la energía anual producida, el  $SF$  tiene que ser mayor en bajas latitudes y menor en latitudes altas. Para latitudes alrededor de 40° N, se recomienda un  $SF$  igual a 1, es decir, inversor de potencia nominal igual a la potencia de pico del campo solar.

Podemos definir la producción máxima diaria o *Maximum Dailly Yield* ( $MY_D$ ) como la máxima energía diaria por metro cuadrado instalado que se puede inyectar en la red usando un inversor con el  $SF$  optimizado.

$$MY_D = 24 \cdot SF \quad (5.1)$$

La capacidad o ganancia de redimensionado *Yield Gain* ( $Y_G$ ) es la relación entre la máxima producción diaria usando el inversor a potencia nominal todo el día  $MY_D$  y la producción diaria o *Daily Yield* ( $Y_D$ ). Sea  $Y_{Dmax}$  la energía media recolectada en un mes de junio y  $Y_{Dmin}$  en un mes de diciembre. A partir de dichos datos, podremos calcular hasta qué punto se puede incrementar la producción, usando almacenadores y aumentando la potencia  $W_p$  del campo fotovoltaico, sin cambiar el inversor.

$$Y_{Gmin} = \frac{MY_D}{Y_{Dmax}} \quad (5.2)$$

$$Y_{Gmax} = \frac{MY_D}{Y_{Dmin}} \quad (5.3)$$

En la Tabla 5-1 se dan los  $SF$  y las densidades de irradiación para diferentes sitios a diferentes latitudes. Se puede observar cómo, con independencia de la latitud y usando elementos almacenadores de energía, se podría multiplicar hasta por cuatro el campo solar haciendo trabajar el inversor durante todo el día. Para latitudes elevadas sería recomendable complementar, usando el SPD, el campo fotovoltaico con otras fuentes de energía, como eólica o geotérmica, para suplir la carencia irradiación solar en los meses de invierno.

**Tabla 5-1: Posible redimensionado del campo fotovoltaico en diferentes ciudades [13, 135]**

| Lugar      |         | Energía diaria (kWh/m <sup>2</sup> ) |            | $SF$ | $MY_D$<br>(kWh/m <sup>2</sup> ) | Capacidad redimensionado |            |
|------------|---------|--------------------------------------|------------|------|---------------------------------|--------------------------|------------|
| Ciudad     | Latitud | $Y_{Dmax}$                           | $Y_{Dmin}$ |      |                                 | $Y_{Gmin}$               | $Y_{Gmax}$ |
| El Cairo   | 30°N    | 6.82                                 | 3.84       | 1.25 | 30                              | 4.39                     | 7.81       |
| Nicosia    | 35°N    | 7.65                                 | 3.90       | 1.2  | 28.8                            | 3.76                     | 7.38       |
| Rome       | 40°N    | 6.36                                 | 2.39       | 1.05 | 25.2                            | 3.96                     | 10.5       |
| Belgrade   | 45°N    | 6.07                                 | 1.72       | 0.9  | 21.6                            | 3.55                     | 12.5       |
| Prague     | 50°N    | 5.02                                 | 0.81       | 0.8  | 19.2                            | 3.82                     | 23.7       |
| Copenhagen | 55°N    | 5.34                                 | 0.62       | 0.8  | 19.2                            | 3.59                     | 31.0       |
| Helsinki   | 60°N    | 5.65                                 | 0.31       | 0.8  | 19.2                            | 3.39                     | 61.9       |

## 5.5. ELEMENTOS DISPONIBLES PARA SU INCORPORACIÓN A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Para los test de incorporación de elementos en un sistema fotovoltaico convencional, se dispone de las instalaciones mostradas en la Figura 5-3, correspondientes al laboratorio del Grupo de Automática y Electrónica Industrial (GAEI).



Figura 5-3: Facilidades de test para el SPD en el laboratorio del GAEI

Las facilidades incluyen tres sistemas fotovoltaicos convencionales, compuestos cada uno por un campo solar formado por cuatro paneles en serie de silicio monocristalino del modelo *SHARP NT-170U1*, conectados a la red eléctrica mediante un inversor monofásico comercial *StecaGrid 2000+* de 2 kW con un algoritmo MPPT integrado.

Cada campo solar tiene una tensión de circuito abierto de 176.8 V, y sus puntos de máxima potencia están alrededor de los 140 V, alcanzando una potencia de 510 Wp. Por su parte, el inversor tiene un rango de tensión de funcionamiento que va de los 80 a los 400 V. Teniendo en cuenta estos datos, y siguiendo las recomendaciones dadas en el apartado 3.2.4, los puntos característicos de los SPD deberían ser:  $V_{AB}$  en 100 V,  $V_{BC}$  en 150 V y  $V_{CD}$  en 170 V. Con estos puntos característicos se asegura que todos los posibles puntos de máxima potencia están en la región de funcionamiento B, que no se supera la tensión de circuito abierto del campo solar, y que se evitan las paradas espurias del inversor por tensión reducida.

Para ampliar estos sistemas fotovoltaicos, usando SPD, había diferentes tipos de pilas de combustible instaladas en una vitrina de gases, un emulador de aerogenerador, un conjunto de baterías, diversas fuentes de alimentación, y cargas para realizar los ensayos que se mostrarán a continuación.

## 5.6. LA CURVA DEL SPD EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

En primer lugar se van a mostrar cómo quedan las curvas de la potencia y corriente de salida en función de la tensión de salida, para corroborar el funcionamiento como SPD. Para ello se conectaron, una fuente de alimentación y una carga activa, a través de un SPD, como se muestra en la Figura 5-4. En este caso el SPD es un convertidor *Buck* con filtro de entrada.

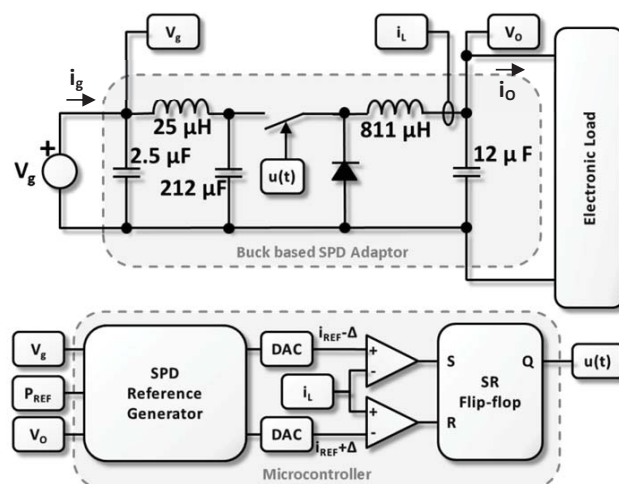


Figura 5-4: Diagrama de bloques del test de la etapa de salida del SPD

En el experimento, la fuente de alimentación se programó a una tensión fija de 200 V, suficiente para el buen funcionamiento del convertidor reductor en el rango de tensiones de salida deseado. La carga activa, en cambio, se programó para variar su punto de trabajo, y permitir que la tensión de salida del adaptador se moviera entre cero y la tensión  $V_{CD}$ .

En la Figura 5-5 y en la Figura 5-6 se observa el buen funcionamiento del SPD. En estas figuras se muestran las capturas de osciloscopio, en modo XY, para varios experimentos sucesivos. El eje X corresponde a la tensión de salida  $V_O$  y el eje Y corresponde a las corrientes de entrada  $i_g$  y salida  $i_O$  respectivamente. Estas capturas, que se realizaron para las potencias  $P_{REF}$  de 500, 750 y 1000 W, muestran que la forma de la curva del SPD se mantiene para cualquier potencia  $P_{REF}$  que se quiera enviar al sistema.

En la Figura 5-5 se observa la curva que relaciona la corriente de entrada con la tensión de salida  $i_g(v_O)$  para diferentes potencias. Como la tensión de entrada es constante, esta curva equivale a la que relaciona la potencia de entrada con la tensión de salida  $p_g(v_O)$ . Se puede comprobar que la curva coincide con la forma ideal del SPD, presentada en la Figura 3-4, con

los puntos característicos en  $V_{AB} = 100 \text{ V}$ ,  $V_{BC} = 150 \text{ V}$  y  $V_{CD} = 170 \text{ V}$ .

$$i_g(v_o) \xrightarrow{v_g = cte} p_g(v_o) = v_g \cdot i_g(v_o) \xrightarrow{\eta \approx 1} p_o(v_o) = v_g \cdot i_g(v_o) \quad (5.4)$$

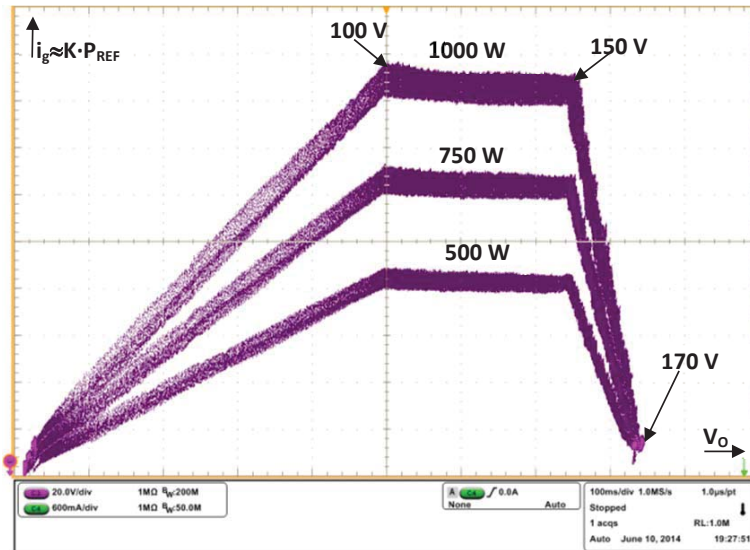


Figura 5-5: Curvas  $i_g(v_o)$  del SPD a diferentes potencias

Por otro lado, en la Figura 5-6 se muestra la curva que relaciona corriente de salida y tensión de salida  $i_o(v_o)$  para las mismas potencias. Esta curva es realmente implementada, ya que el convertidor se controla mediante la corriente de la bobina, que equivale a la de salida.

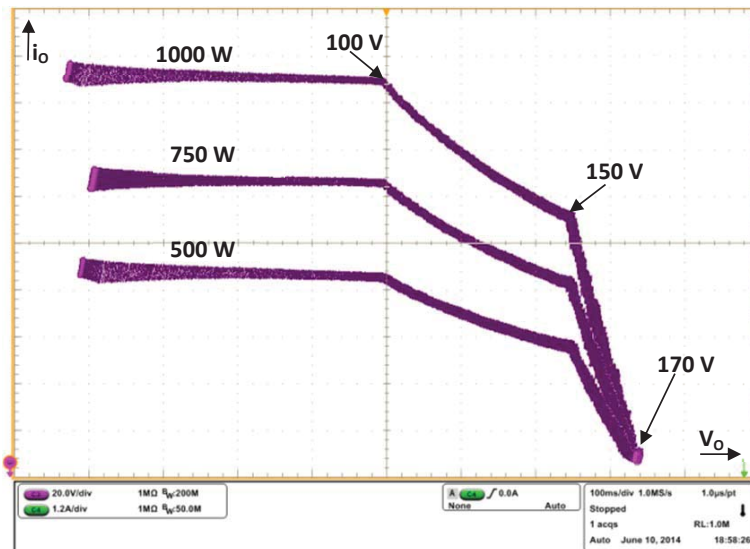


Figura 5-6: Curvas  $i_o = f(v_o)$  del SPD a diferentes potencias

## 5.7. INCORPORACIÓN DE UNA PEQUEÑA PILA DE COMBUSTIBLE A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

El primer generador que se añadió al sistema fotovoltaico formado por el campo solar y el inversor de conexión a red, fue una pequeña pila de combustible de 110 W. Concretamente una *PRoFC-7R* del fabricante *H2Economy*. Esta pila, formada por 7 elementos en serie, tiene una tensión de funcionamiento entre 3.15 V y 6.3 V, con un óptimo en 4.2 V. En la Figura 5-7 se observa un esquema de esta adaptación.

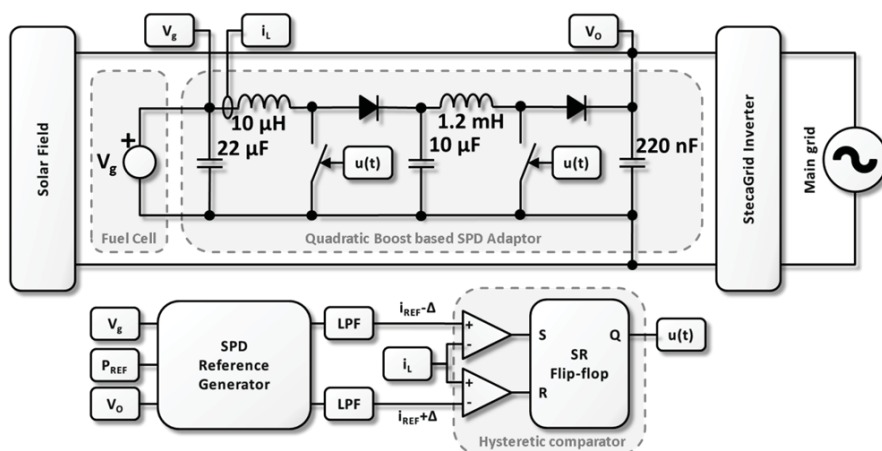


Figura 5-7: Esquema de la adaptación de una pila de combustible de baja tensión

La elección del convertidor se hizo teniendo en cuenta que debería de elevar la tensión de la pila, de unos 4 V, a la del campo solar, que estaba alrededor de los 140 V. Esta elevada ganancia de tensión desaconsejaba el uso de convertidores simples, por lo que se optó por el uso de dos convertidores *Boost* en cascada. De esta manera, cada convertidor elevaba solo la raíz cuadrada de la ganancia total, aproximadamente 6. Esta ganancia ya era adecuada para un convertidor *Boost*.

El control del convertidor se hizo mediante las superficies de deslizamiento descritas en (3.5), porque la corriente de entrada coincide con la del inductor del primer *Boost*. Los puntos característicos del adaptador eran  $V_{AB} = 100$  V,  $V_{BC} = 150$  V y  $V_{CD} = 170$  V, los adecuados para el campo solar, y que fueron justificados en el apartado 5.5.

En la Figura 5-8 se muestran los montajes de la pila de combustible, situada dentro de la vitrina de seguridad, y el convertidor *Boost* cuadrático adaptando la pila de combustible al sistema fotovoltaico donde está conectado. El control se ha implementado como se explica en

el apartado 3.3.7. Concretamente se usó un microcontrolador Microchip dsPIC30F2020 para generar las referencias de corriente según el algoritmo de la Figura 3-15. Estas referencias se enviaron a un comparador por histéresis analógico usando el generador de *PWM* del microcontrolador. Estas señales de pulsos, una vez filtradas por un filtro paso bajo (*LPF*), son recibidas por el comparador con histéresis para compararlas con la corriente del inductor de entrada, dando a los drivers la señal  $u(t)$  necesaria para la conmutación de los interruptores.



Figura 5-8: Incorporación de la pila de combustible H2Economy

El experimento demostró que se podía introducir esta fuente al sistema fotovoltaico. En la Figura 5-9 se puede ver el resultado de la incorporación repentina de esta nueva fuente de potencia. Para poder hacer este test se usó una fuente de alimentación en lugar de la pila, debido a que los transitorios de potencia abruptos no son aconsejables en las pilas de combustible.

En el canal 1, en negro, se puede ver la tensión de entrada  $V_g$  que pasa de 4.2 a 4.15 V debido a las pérdidas en los cables. En el canal 2, en verde, la corriente de entrada  $i_g$  crece desde 0 en el inicio hasta 24.2 A. Combinando los dos canales de entrada, se obtiene la señal M1, en azul celeste, que revela un transitorio de potencia de entrada  $P_g$  de 100 W. Este transitorio de potencia repercute en la entrada del inversor, señal M2, en rosa, con un pequeño retardo debido a los elementos almacenadores de energía del convertidor y una pequeña atenuación debida al rendimiento. M2 es el producto de la tensión de los paneles solares  $V_o$ , vista en el canal 3 en rojo, con la corriente que entra al inversor, vista en el canal 4 en azul. La potencia del inversor pasa de los 560 W que dan los paneles a los 642 W producto de la suma de ambas potencias, la generada por los paneles solares y la introducida por el adaptador SPD.



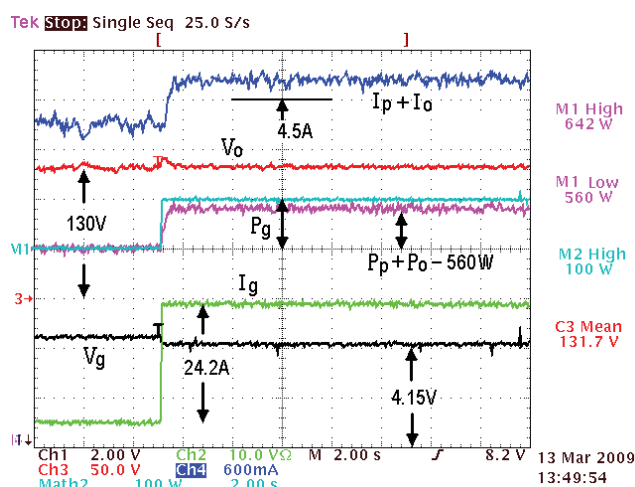


Figura 5-9: Resultados de la incorporación de una pila de combustible *H2Economy*

Podemos ver que, tras un pequeño transitorio, la tensión de los paneles, vista en el canal 3, es la misma antes y después del escalón de potencia. Es decir, la incorporación de la nueva fuente de potencia no perturba, en régimen permanente, el punto de trabajo del inversor, manteniéndose en el punto de máxima potencia de los paneles solares.

Por tanto, se concluye que se pueden incorporar nuevos elementos de potencia al sistema solar fotovoltaico convencional sin perturbar su funcionamiento en el punto de máxima potencia de los paneles solares.

## 5.8. INCORPORACIÓN DE UN AEROGENERADOR A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Una vez vista la posibilidad de incorporar una pequeña fuente de energía al sistema solar fotovoltaico convencional, se trabajó en la introducción de otros elementos de mayor potencia, como un aerogenerador de eje horizontal de 1 kW. Concretamente, un *Southwest Windpower* modelo *Whisper 200*. Este generador está montado en una bancada, y es arrastrado por un motor de inducción gobernado mediante un inversor.

Para introducir el generador al sistema solar convencional se usó un SPD con un diagrama de bloques como el de la Figura 5-10. El generador se conecta a seis hilos, a tres rectificadores *Boost*, de forma que la entrada de cada rectificador *Boost* ve una fuente de alterna aislada. A la salida del rectificador *Boost* hay un filtro para reducir el rizado de la



corriente de salida. Las salidas de los tres rectificadores se conectan en el punto de conexión común  $V_o$  del inversor y los paneles solares.

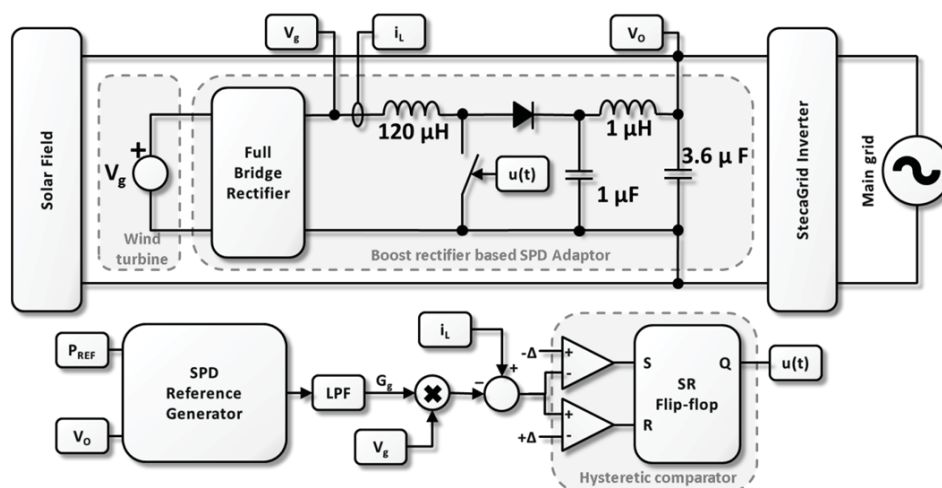


Figura 5-10: Esquema de la incorporación de una fase de un aerogenerador trifásico

La tensión de entrada del generador es sinusoidal, debido a la naturaleza del mismo, un motor síncrono de imanes permanentes. Esta tensión debe ser rectificada para poder ser enviada al inversor. Esto se hace con un puente rectificador de diodos situado a la entrada del convertidor. En este tipo de aplicaciones es muy importante que el factor de potencia que vea el generador sea próximo a la unidad. Esto reducirá las pérdidas y mejorará la fiabilidad al reducir las vibraciones. Por tanto, se han aplicado técnicas de corrección del factor de potencia [72, 141]. Concretamente, el concepto de *Loss Free Resistor (LFR)*, de manera que, a partir de una conductancia  $G_g$  dada por un microcontrolador, se obtiene la corriente de referencia de entrada multiplicando dicha conductancia por la tensión de entrada  $V_g$ . Esta corriente de referencia es la que se debe forzar en el inductor del convertidor. Para ello se usa un comparador con histéresis que da la señal de control  $u(t)$  adecuada al interruptor para que el convertidor mantenga la corriente  $i_L$  deslizándose alrededor de la referencia.

La conductancia  $G_g$  se genera con el microcontrolador a partir de la potencia de referencia  $P_{REF}$  calculada por un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia, y la tensión de los paneles solares  $V_o$ , de acuerdo con la característica del SPD. Solo en la zona B del adaptador el aerogenerador puede entregar toda la potencia prevista. En las zonas A y C, el generador trabajará fuera del punto de máxima potencia. Los puntos característicos para este SPD coinciden con los de anteriores apartados, porque se usa el mismo sistema fotovoltaico.

En la Figura 5-11 podemos ver el test realizado, con la bancada del aerogenerador, la placa de control con el microcontrolador, los tres rectificadores *Boost* y como estos se conectan al sistema fotovoltaico, así como los equipos de medida empleados.



Figura 5-11: Incorporación de un aerogenerador

Los resultados mostrados en la Figura 5-12 demuestran que se puede introducir una gran cantidad de potencia suplementaria al sistema fotovoltaico sin perturbarlo. En el canal 1, en azul, tenemos la tensión de una fase del aerogenerador rectificadora. En el canal 2, en negro, tenemos la suma de las corrientes de entrada rectificadas. En el canal 3, en rojo, la tensión de salida  $V_o$ . Y en el canal 4, en verde, la corriente que entra al inversor, resultado de la suma de la corriente de los paneles solares y la que entrega el adaptador.

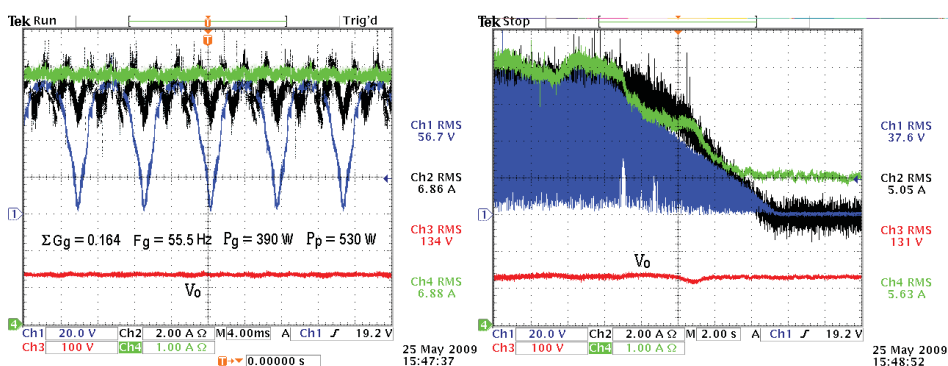


Figura 5-12: Resultados de la incorporación de un aerogenerador

A la izquierda se ve el detalle de la operación del aerogenerador y como envía la potencia al inversor sin perturbar su punto de operación. A la derecha, se muestra la reducción

brusca de velocidad del generador hasta su detención, y por tanto, la progresiva reducción de la potencia entregada por el mismo. Se observa como a pesar de quitarle esa cantidad de energía al inversor, éste no ve modificado de forma sustancial su punto de operación.

### 5.9. INCORPORACIÓN DE UNA PILA DE COMBUSTIBLE *BALLARD NEXA* A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

En este apartado se evalúa el efecto de la incorporación de una gran cantidad de potencia al sistema. De hecho el doble de la que pueden dar los paneles solares. Para ello en el mismo sistema fotovoltaico con un campo solar de 510 Wp, vamos a incorporar una pila de combustible *Ballard Nexa* de 1.2 kW. La tensión de funcionamiento de esta pila está entre los 22 y los 50 V [142].

Para el nivel de potencia y la ganancia de tensión requerida sería suficiente el uso de un convertidor *Boost*. Sin embargo, para mejorar el rendimiento en función de la potencia usamos tres convertidores trabajando en paralelo, concretamente los mismos tres convertidores *Boost* con filtro de salida usados para el aerogenerador, pero sin el puente rectificador. Aunque la tensión de entrada ya es continua, se introduce un filtro en la entrada para reducir el rizado de corriente. Este rizado debe ser pequeño para evitar el envejecimiento prematuro de la pila de combustible. El esquema del montaje se muestra en la Figura 5-13.

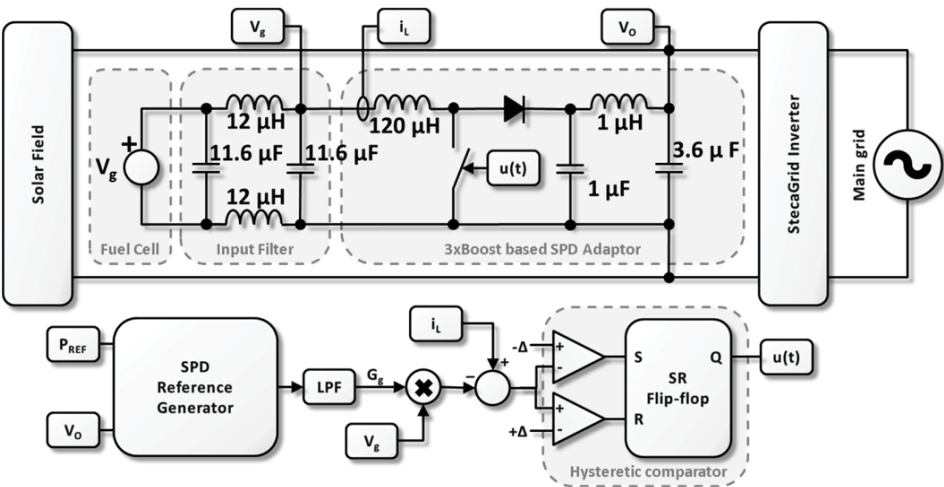


Figura 5-13: Esquema de la incorporación de una pila de combustible *Ballard Nexa*.

En la Figura 5-14 se puede ver el test realizado con la pila de combustible *Ballard Nexa* dentro de la vitrina de gases, con el filtro y la sonda de corriente. También se ven la placa de

control y los tres convertidores *Boost* conectados al mismo sistema fotovoltaico convencional formado por el inversor *Steca* y los paneles solares del tejado.



Figura 5-14: Incorporación de una pila de combustible *Ballard Nexa*

Los resultados experimentales que podemos ver en la Figura 5-15 nos muestran un transitorio de desconexión de la pila de combustible. En esta figura se observa en el canal 1, en azul, la tensión de la pila de combustible, en el canal 2, en azul celeste, la corriente de la pila, en el canal 3, en rosa, la tensión de los paneles solares  $V_o$  y en el canal 4, en verde, la corriente entrante en el inversor.

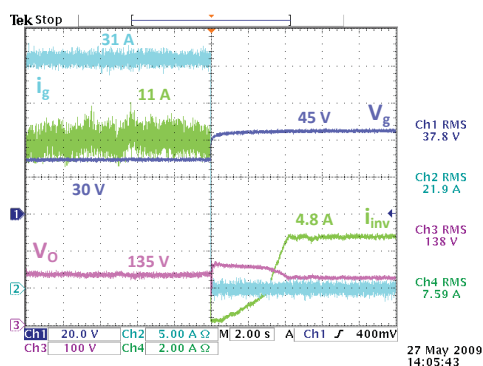


Figura 5-15: Resultados de la incorporación de la pila de combustible *Ballard Nexa*

En la parte izquierda de la gráfica, los paneles solares y la pila (mediante el SPD) están dando potencia al inversor. Obsérvese que aunque la pila da más potencia que los paneles, el inversor la absorbe sin cambiar las condiciones de trabajo, es decir, se mantiene en el punto de máxima potencia de los paneles solares. Esto se ve claramente apreciando que la tensión  $V_o$  de

los paneles es la misma cuando se incorpora la pila (a la izquierda), que cuando la pila no está, como se aprecia en el extremo derecho de la figura, tras el transitorio de desconexión.

Sin embargo, si se desconecta la pila repentinamente, se genera un gran transitorio de corriente en el inversor, y el algoritmo de seguimiento de máxima potencia del inversor no es capaz de responder suficientemente rápido a este cambio brusco en las condiciones de trabajo. Por ello la tensión  $V_O$  cae por debajo de los 80 V, parándose el inversor, aunque no se aprecia con detalle en la figura debido a su brevedad.

Tras la parada, el inversor deja su entrada en circuito abierto, subiendo rápidamente la tensión  $V_O$ , hasta alcanzar la tensión  $V_{OC}$  del campo solar. A partir de ahí, el algoritmo MPPT empieza a trabajar, y el inversor va incrementando la corriente demandada hasta alcanzar nuevamente el punto de trabajo previo al transitorio, que corresponde al punto de máxima potencia de los paneles fotovoltaicos. Esto genera un transitorio de unos 4 segundos, en el que no se extrae la máxima potencia posible de los paneles, perdiéndose energía. Sin embargo, la energía perdida por este motivo es relativamente pequeña debido a la corta duración de la desconexión, propia de cada inversor. De todas formas, esta desconexión es fácilmente evitable limitando la derivada de los transitorios de potencia de los elementos incorporados.

## 5.10. INCORPORACIÓN DE UNA BATERÍA A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

La incorporación de una batería a un sistema fotovoltaico convencional trae un nuevo reto al SPD, que la potencia pueda ser entregada o absorbida. Para ello se ha diseñado un adaptador capaz de cargar y descargar unas baterías con una tensión nominal de 180 V, y una capacidad de 250 Ah. Como se ve en la Figura 5-16 el convertidor usado está basado en el *Buck* con filtro de entrada. En este convertidor se ha cambiado el diodo por otro interruptor controlable para que la corriente pueda ir en sentido inverso. Por lo que atañe al control, se ha implementado totalmente integrado en un microcontrolador, como se verá en el capítulo 8.

En la Figura 5-17 se pueden ver los resultados experimentales donde se muestran transitorios de carga y descarga de la batería de día, con el sistema fotovoltaico funcionando. Tal y como se aprecia en la figura, en primer lugar, parte de la energía generada en los paneles solares se utiliza para cargar la batería. A continuación se detiene el flujo de energía a/de la batería, con lo que la corriente del inversor es la generada en el campo solar. En la última parte del experimento, se descargan las baterías, con lo que la corriente del inversor es la de los paneles más la que aportan las baterías.

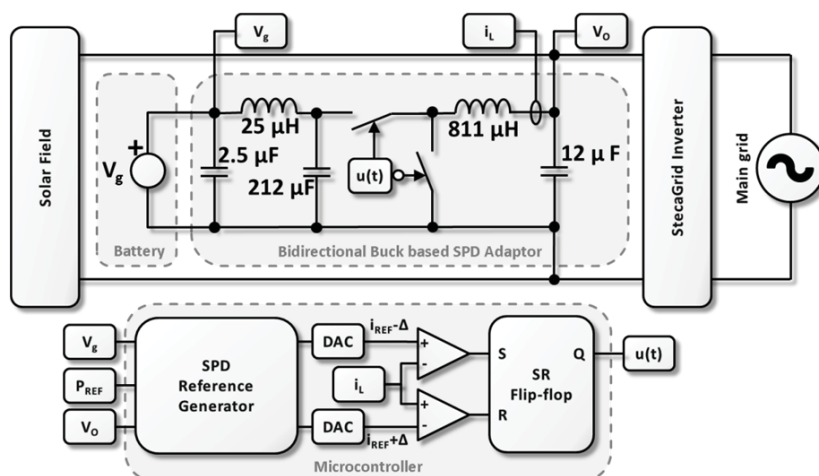


Figura 5-16: Esquema de la incorporación de una batería

En el canal 1, en azul, tenemos la tensión del punto de conexión  $V_o$ . En el canal 2, en azul celeste, se muestra la corriente que entra en el inversor. En el canal 3, en rojo, está la corriente generada por el campo solar fotovoltaico. En el canal 4, en verde, se observa la corriente que aportan las baterías al sistema fotovoltaico utilizando el SPD.

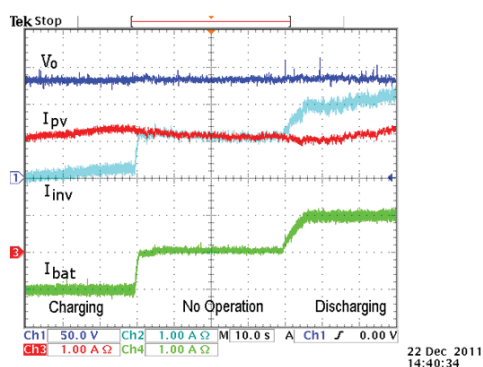


Figura 5-17: Resultado de la incorporación de un cargador-descargador de baterías.

Estos resultados demuestran que es factible dar y absorber potencia del sistema fotovoltaico convencional mediante un adaptador SPD conectado a unas baterías. Esto permitirá crear una reserva de energía, cuyas ventajas ya han sido presentadas. Como se ve en la gráfica, la gestión de la batería se hace sin perturbar su punto de operación de los paneles, como se puede ver en el canal 1, donde la tensión del punto de operación  $V_o$  no se ve modificada.

## 5.11. RESPUESTA DEL SPD A UN TRANSITORIO DÍA-NOCHE EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

En un sistema solar fotovoltaico, la transición entre el día y la noche es suave, debido que el sol en las primeras y las últimas horas del día tiene una inclinación tal, que no permite la captación de una gran irradiación, y por lo tanto de potencia. Aunque el amanecer y el ocaso provocan transiciones suaves, durante el día puede haber sombreados repentinos, debido a la presencia de nubes y otros obstáculos entre el sol y el campo fotovoltaico, que pueden ocasionar transitorios más o menos abruptos en la potencia cosechada por el campo solar.

Se ha realizado un experimento de transitorio abrupto entre el día y la noche para ver cómo se comporta el sistema fotovoltaico, en el que se ha introducido una nueva fuente, cuando conectamos o desconectamos de repente los paneles solares. Si responde bien a este estímulo, lo debería hacer mejor en condiciones normales de operación donde las perturbaciones son menos pronunciadas.

En el experimento, el generador adicional incorporado al sistema fotovoltaico es una fuente de alimentación de 36 V y 300 W. A tal efecto, como se indica en la Figura 5-18, se utiliza un SPD formado por un convertidor *Boost* con filtro de salida controlado mediante un microcontrolador. Para poder realizar el transitorio en el campo fotovoltaico se añade el interruptor *S1*, cuya misión es interrumpir la conexión de los paneles con el inversor, provocando una repentina pérdida de la potencia en el inversor.

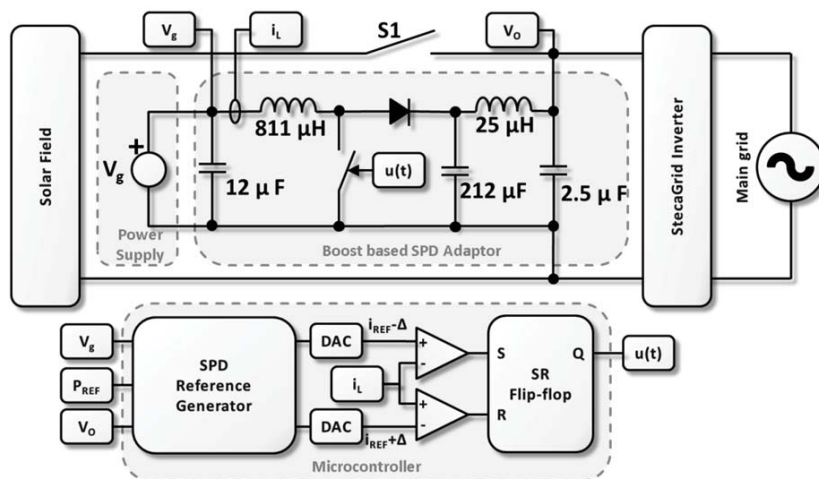


Figura 5-18: Esquema para el test del transitorio de paneles solares

Como se puede ver en la Figura 5-19, el resultado del experimento fue satisfactorio. En el canal 1, en azul, se muestra la tensión  $V_0$  en bornes del inversor. En el canal 2, en azul celeste, se muestra la corriente que absorbe el inversor. En el canal 3, en rojo, está la tensión de la fuente  $V_g$ . Finalmente, en el canal 4, en verde, la corriente de entrada del adaptador.

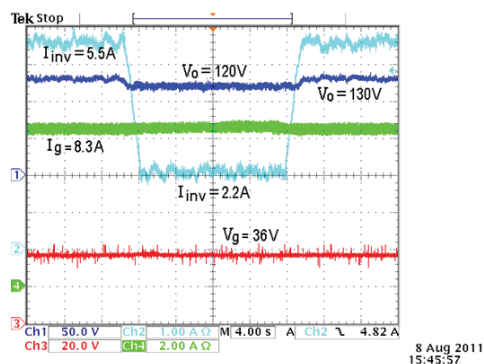


Figura 5-19: Resultados del test del transitorio de paneles solares.

En un primer momento, el inversor envía a la red eléctrica la potencia de los paneles solares, unos 450 W, y la de la fuente adaptada, unos 265 W descontando el rendimiento del adaptador. En total unos 715 W operando en el punto de máxima potencia del campo solar que estaba cerca de los 130 V.

De repente se desconectan los paneles solares mediante el interruptor  $S1$ . Entonces la potencia que debe manejar el inversor cae hasta los 265 W, que son los que aporta el SPD. Se observa cómo el inversor encuentra un punto de trabajo alrededor de los 120 V, dentro de la zona B del SPD. El inversor se sitúa este punto por ser el punto de máxima potencia dado que el rendimiento del convertidor no es constante con la tensión  $V_0$ , ver la Figura 3-10.

Si se vuelven a conectar los paneles solares activando el interruptor  $S1$ , el inversor volverá a buscar el nuevo punto de trabajo, fruto del cambio en las condiciones, regresando a un punto alrededor de los 130 V, es decir, el punto de máxima potencia del campo solar. En este punto la potencia que envía el inversor a la red vuelven a ser los 715 W.

Se puede observar como la tensión y la corriente de entrada, en los canales 3 (rojo) y 4 (verde) respectivamente, se mantienen constantes en todo momento. Es decir, la fuente incorporada no se ve perturbada por el transitorio en los paneles solares, manteniéndose la potencia  $P_{REF}$  que se quiere enviar. De igual manera, el inversor no deja de funcionar en ningún momento enviando a la red toda la potencia que puede, encontrando un punto de trabajo adecuado para cada situación.



## 5.12. COOPERACIÓN ACTIVA CON LA RED ELÉCTRICA

El SPD puede ser usado para añadir sistemas de almacenamiento, como pueden ser las baterías, a sistemas fotovoltaicos. Esta característica permite la creación de una reserva de energía que, como se ha comentado en el apartado 5.3, se puede usar para regular la potencia que se envía a la red eléctrica e incluso generar diferentes perfiles de inyección.

Recordemos algunos de los perfiles posibles:

- Potencia constante, ganando la posibilidad de ampliar la capacidad de generación y el uso del inversor añadiendo nuevas fuentes de energía.
- Seguir un perfil de consumo fijo, por ejemplo, dado por el operador de red.
- Participar en el control de la red eléctrica haciendo regulación primaria, secundaria y/o terciaria.
- Evitar la inyección energía a la red eléctrica, siguiendo normativas vigentes o, simplemente la relación coste-beneficio, inyectando la energía cuando el precio sea más favorable.

A título de ejemplo, mostramos un sistema que permite inyectar a la red eléctrica un perfil de potencia cualquiera, como el que podría venir impuesto por el operador de la red, es decir, un perfil de inyección proporcional al consumo global del sistema eléctrico.

La solución presentada, detallada en el esquema de la Figura 5-20, parte de un sistema fotovoltaico formado por un campo solar conectado a un inversor MPPT. Se desea añadir una reserva de energía controlable al sistema fotovoltaico, para lo cual se incorporará al sistema una batería mediante un adaptador SPD. A la salida del inversor MPPT, es decir en el punto de conexión a red, se conectan las cargas AC propias de la instalación. Por ejemplo, si la instalación estuviera ubicada en una casa unifamiliar, serían las cargas propias de la casa.

En la salida del sistema (de la casa) un *smartmeter* se encargará de medir la energía consumida y entregada, y de acuerdo con el perfil de inyección programado en él, enviará al SPD la consigna de potencia  $P_{REF}$  necesaria para obtener los perfiles deseados. Dichos perfiles pueden programarse en el *smartmeter* de forma local o remota, y dependerán del objetivo buscado y de la capacidad del sistema para generar la reserva de energía suficiente. Los objetivos buscados pueden ser políticas de cooperación o perfiles de inyección concretos.

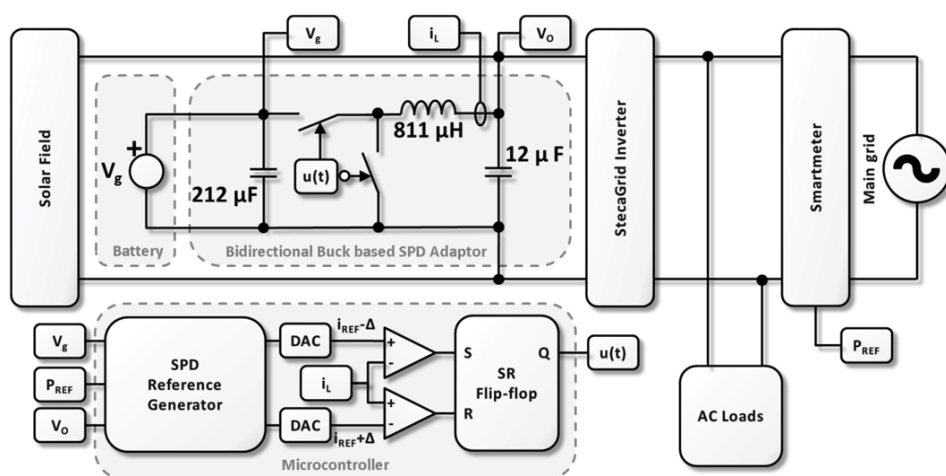


Figura 5-20: Sistema fotovoltaico con reserva de energía y perfil controlable

El SPD se ha implementado usando un convertidor reductor bidireccional y un control en modo deslizamiento integrado en un microcontrolador. Se ha escogido este convertidor por su capacidad de conducir el flujo de energía en las dos direcciones y por ser adecuado para combinar las tensiones de la batería y del campo solar.

Este sistema se ha simulado con *PSIM* el comportamiento del sistema durante un día considerando perfiles reales. Estos perfiles son: a) un perfil de producción fotovoltaica real diario, b) un perfil de consumo doméstico para las cargas AC, y c) un perfil de inyección a la red proporcional a la previsión diaria de consumo global realizada por el operador de red [136].

El resultado de la simulación confirma que el sistema es realizable. En la Figura 5-21 podemos ver en azul el objetivo de perfil diario deseado y en rojo como la potencia enviada a la red por nuestro sistema lo sigue fielmente.

Los otros resultados de la simulación, que muestran cómo funciona todo el sistema, se pueden ver en la Figura 5-22. En esta figura aparecen: la potencia generada por los paneles solares en rojo, el flujo de potencia manejado por la batería en azul, la potencia absorbida por el inversor en verde, la potencia consumida por las cargas AC en rosa, la potencia que se manda a la red eléctrica en naranja, y, finalmente, en azul claro la potencia que teóricamente, según el perfil deseado, se quiere enviar a la red eléctrica.

En primer lugar podemos ver que el sistema funciona adecuadamente, pues la potencia que se envía a la red, en naranja, sigue fielmente el perfil requerido, en azul claro. Este se muestra con mayor detalle en la Figura 5-21. De hecho, la potencia que absorbida por el inversor es la que se envía a la red más la que consumen las cargas AC.

Este campo solar genera una potencia, en rojo, con un perfil muy abrupto debido a que este corresponde a unas medidas reales en un día de principios de verano parcialmente nublado. La potencia generada por los paneles fotovoltaicos y que no es absorbida por el inversor, se dedicará a cargar la batería. Cuando no haya suficiente potencia en el campo solar para hacer frente a las demandas del inversor, la batería será la encargada de suplementar la fracción correspondiente de la energía demandada, es decir se descarga.

El control de carga y descarga de la batería se hará siguiendo las consignas de potencia  $P_{REF}$  dadas por el *smartmeter*, de forma que la potencia de salida siga el perfil de referencia.

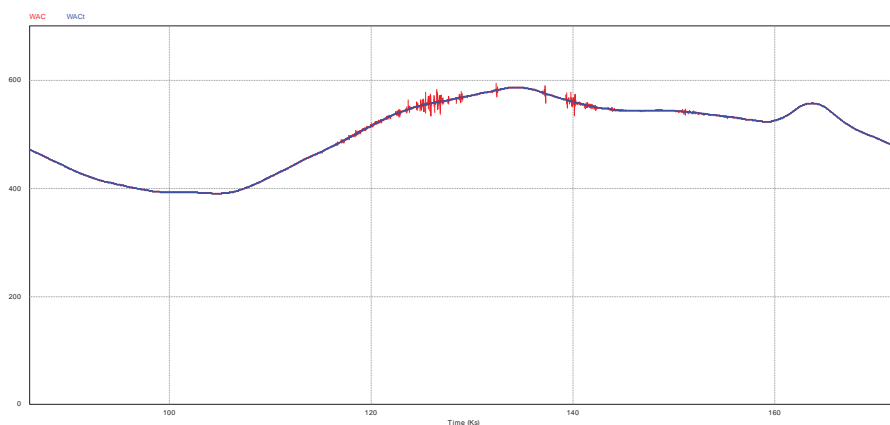


Figura 5-21: Detalle de la simulación de un sistema fotovoltaico con reserva de energía

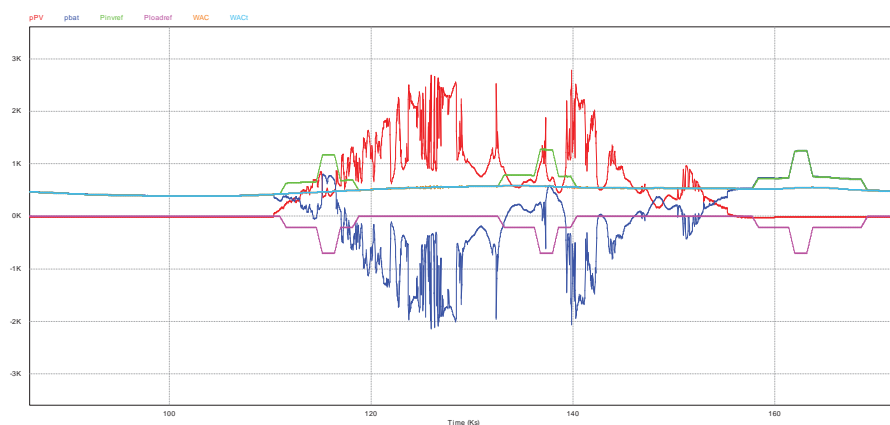


Figura 5-22: Resultados de la simulación de un sistema fotovoltaico con reserva de energía

De la misma manera que se ha programado este perfil de inyección a la red, se puede considerar cualquier otro de los propuestos anteriormente, si el *smartmeter* dispone del controlador adecuado para generar las consignas de potencia necesarias para el SPD.

# Capítulo 6

---

## OTROS USOS DE UN INVERSOR MPPT CON UN SPD

### 6.1. INTRODUCCIÓN

El SPD es capaz de adaptar cualquier generador para que sea compatible con un inversor comercial con MPPT y su energía sea enviada a la red. Además, es frecuente que el inversor disponible y la fuente a utilizar tengan rangos de tensión incompatibles, pero como el SPD incorpora un convertidor conmutado, este inconveniente es eliminado.

A parte de adaptar los rangos de tensión, la salida del adaptador tiene una curva característica de salida  $P_o(V_o)$  con una forma convexa. Esta forma le proporciona un punto de máxima potencia propio. Con lo cual, cualquier fuente, tenga o no punto de máxima potencia, pasa a ser compatible con cualquier inversor con MPPT comercial.

Además, si la fuente tiene su propio punto de máxima potencia, cualquier algoritmo de seguimiento de éste, puede ser usado para modular la conductancia de entrada  $G_g$  del adaptador, de manera que se pueda maximizar la potencia extraída de la fuente.

Una aplicación típica de este modo de funcionamiento puede ser la implementación de cargas activas regenerativas en la simulación de microrredes. De hecho, es habitual que grupos de investigación en este campo tengan inversores fotovoltaicos comerciales provenientes de anteriores líneas de investigación. Estos inversores se pueden reciclar para inyectar en la red la energía consumida por un SPD, funcionando como carga activa controlada. De esta manera se reducirían costes de compra de equipos y de consumo de energía, al reciclar la energía consumida por las cargas.

En los siguientes apartados de este capítulo, en primer lugar, se explicará cómo implementar el SPD para este tipo de aplicaciones sin campo solar, y como seleccionar los puntos característicos del SPD para elegir el punto de trabajo del inversor. También se mostrará la influencia del punto de trabajo elegido en la eficiencia global del sistema.

A continuación, se introducirán dos aplicaciones del SPD en este contexto. La primera es la inyección en la red eléctrica de la energía generada por una pila de combustible. La segunda se centrará en usar el SPD para realizar cargas activas cuya energía se envíe a la red y no se disipe.

## 6.2. LA CURVA DEL SPD PARA ADAPTAR FUENTES A INVERSORES MPPT

A continuación se va a mostrar la forma de la curva  $P_o(V_o)$  del SPD para adaptar una fuente cualquiera a un inversor MPPT, y su correspondiente test de validación. El test de implementación se ha hecho siguiendo el esquema de la Figura 6-1. La fuente de que se disponía era una AMREL SPS800X13-K02D ajustada a 300 V, y se decidió usar una topología de convertidor *Buck* con filtro de entrada. Este convertidor es sencillo, permite tener un rango de tensión de salida muy amplio (de 0 V a 300 V), permite forzar la potencia insertada a 0 W y da unos rizados de entrada y salida adecuados.

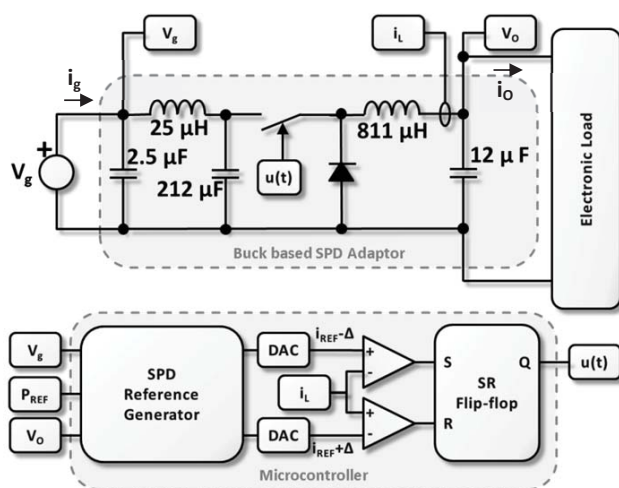


Figura 6-1: Diagrama de bloques del test de la etapa de salida del SPD

Se han seleccionado los puntos característicos del SPD teniendo en cuenta las recomendaciones dadas en el apartado 3.2.4. Como en esta aplicación no hay paneles solares, se ha optado por tener una región de funcionamiento B pequeña, de manera que podamos controlar con precisión el punto de trabajo del inversor.

Como el convertidor del adaptador es un *Buck*, interesará un punto de trabajo menor que la tensión de entrada, para poder controlar correctamente la potencia, pero no demasiado para minimizar las pérdidas. Con 300 V de entrada,  $V_{AB} = 240$  V,  $V_{BC} = 250$  V y  $V_{CD} = 260$  V.

Para comprobar el buen funcionamiento de la etapa de salida, se ha conectado a la salida del adaptador una carga activa *AMREL PLA4K-600-200-I*, que permite excursiones en el valor de la tensión de salida  $V_O$  y de la potencia  $P_O$  suministrada por el adaptador SPD.

En la Figura 6-2 y en la Figura 6-3 se puede ver el resultado del experimento. En la Figura 6-2 se muestra la secuencia de las curvas resultantes que relacionan la corriente de entrada  $i_g$  y la tensión de salida  $V_O$  del adaptador, para unas potencias de referencia de 500, 1000 y 1400 W. Como la tensión de entrada  $V_g$  es constante y el rendimiento es elevado, la forma de estas curvas equivale a la de las curvas que relacionan la potencia  $P_O$  que fluye por el adaptador en función de la tensión de salida  $V_O$ .

Se comprueba que la forma de las curvas coincide con la presentada como característica del SPD en la Figura 3-4, con los puntos característicos anteriormente elegidos y que reducen, en este caso, el ancho de la región B para delimitar claramente el punto de máxima potencia donde deberá trabajar el inversor.

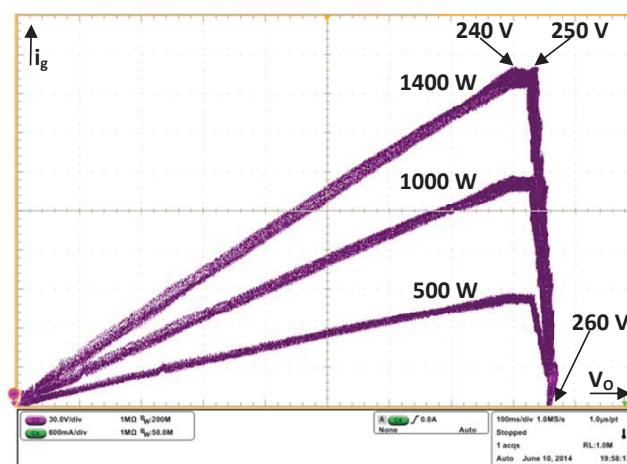


Figura 6-2: Curva  $i_g(V_O)$  para adaptar una fuente a un inversor.

En la Figura 6-3 se muestran las curvas que relacionan la corriente  $i_O$  y la tensión  $V_O$  de salida para las mismas potencias de referencia. Estas curvas, que tienen un gran parecido con las curvas  $I(V)$  de un panel solar, son las que realmente impondrá el SPD en el caso de un convertidor *Buck*. Esto es debido a que en este tipo de convertidor, la corriente  $i_L$  forzada por el controlador en modo deslizante es la del inductor de salida, que tiene un valor medio igual al de la corriente de salida  $i_O$ .

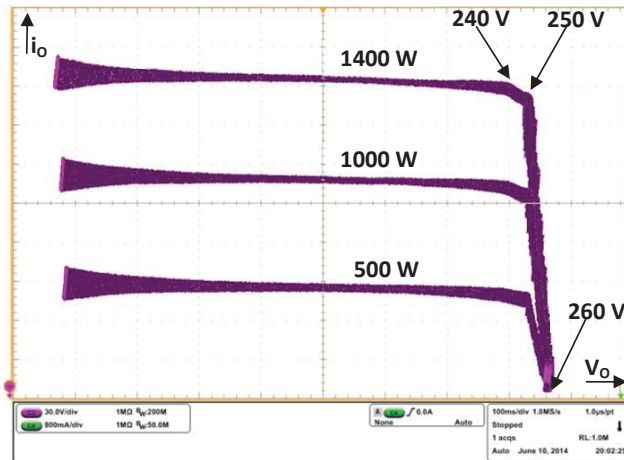


Figura 6-3: Curva  $i_o(V_o)$  para adaptar una fuente a un inversor.

### 6.3. SELECCIÓN DEL PUNTO DE TRABAJO

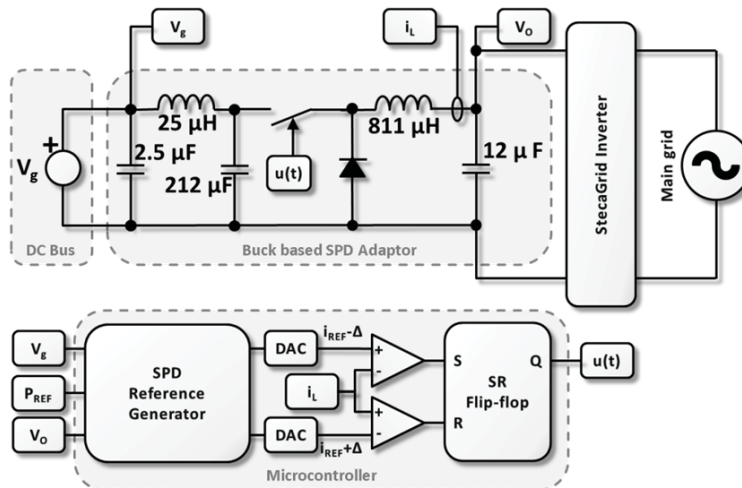


Figura 6-4: Esquema de conexión de una fuente a la red eléctrica con un inversor MPPT

La conexión de una fuente de energía a un inversor comercial con MPPT se ha implementado siguiendo el esquema de la Figura 6-4. Disponemos de la misma fuente que en el apartado anterior, con lo cual optaremos por el mismo convertidor y los mismos puntos característicos.

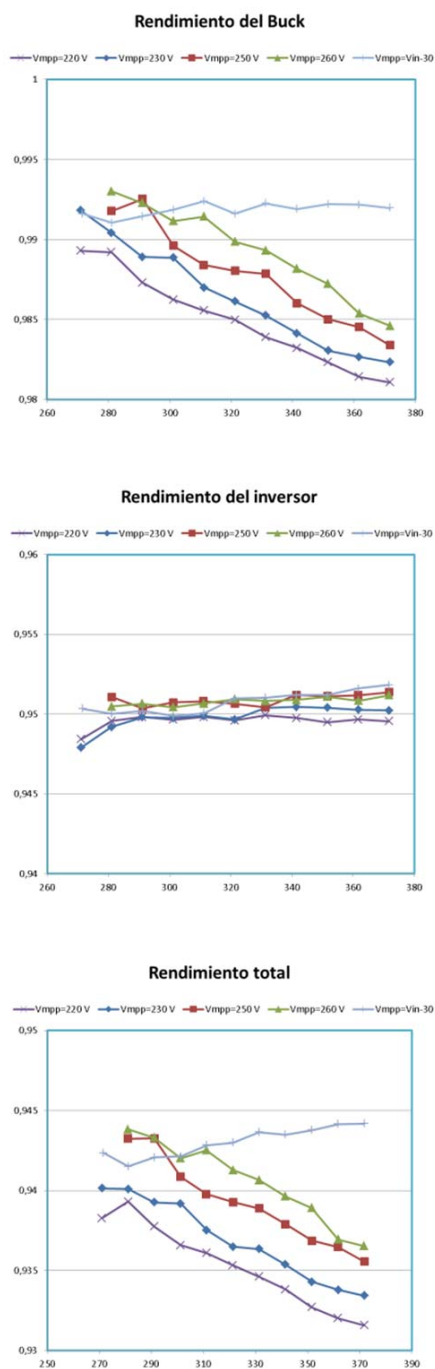


Figura 6-5: Curvas de rendimiento del SPD y el inversor *StecaGrid 2000+*

Entonces el SPD se conecta al inversor *STECAGrid 2000+* observando cómo se puede controlar la energía inyectada a la red y el punto de trabajo donde el inversor encuentra el punto de máxima potencia. La posibilidad de cambiar el punto de operación, modificando el lugar donde se encuentra la región de funcionamiento B, inspiró el estudio del rendimiento del sistema en función de donde se colocan los puntos característicos  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  y  $V_{CD}$ .

Mediante un analizador de potencia *Voltech PM6000*, se midieron las potencias a la salida de la fuente, del adaptador y del inversor para evaluar el rendimiento del adaptador y del inversor para diferentes puntos característicos y tensiones de entrada.

Las tensiones de entrada variaron entre los 270 V y 370 V, y los puntos característicos se seleccionaron para que el inversor encontrara diferentes puntos de máxima potencia. Estos puntos están situados en 220 V, 230 V, 250 V y 260 V. La potencia  $P_{REF}$  que se inyecta en la red es de 1000 W.

En la figura 6-5 se pueden ver los resultados obtenidos. Se observa que el rendimiento del inversor, que está alrededor del 95%, no es muy dependiente de la tensión de su punto de trabajo. Aunque se puede percibir una ligera tendencia a mejorar el rendimiento al incrementar la tensión.



Por otra parte, el rendimiento del adaptador, basado en un convertidor *Buck*, es alto, con valores superiores al 98%. La eficiencia de este convertidor sí que tiene una importante dependencia con la relación entre la tensión de entrada y la de salida. Como era de esperar, como menor es la diferencia de tensión entrada-salida, mayor es el rendimiento obtenido.

Con estos resultados se vio que al reducir el valor de la diferencia, se podría aumentar la eficiencia del convertidor. No obstante, se puede llegar a tener problemas de controlabilidad si la tensión de salida se aproxima demasiado a la de entrada. Para verificarlo probó un punto adicional 30 V por debajo de la tensión de entrada. Con este valor, tal y como se observa en la figura 6-5, se obtiene un mejor rendimiento para cualquier tensión de entrada manteniendo una buena regulación en la potencia.

## 6.4. CONEXIÓN DE UNA PILA DE COMBUSTIBLE *BALLARD NEXA* A LA RED

Para demostrar que se puede adaptar una fuente real cualquiera a un inversor comercial con MPPT para que su energía sea enviada a la red eléctrica, se escogió una pila de combustible *Ballard Nexa* de 1.2 kW. La tensión que genera esta pila de combustible está entre los 20 y 50 V en función de la potencia que deba entregar [142].

Como el inversor a utilizar es el modelo *StecaGrid 2000+*, al escoger los puntos característicos del SPD, se tratará de optimizar el rendimiento de la cadena de conversión, según lo mostrado en los apartados anteriores. A tal efecto, se eligen las siguientes tensiones para los puntos característicos:  $V_{AB} = 100$  V,  $V_{BC} = 120$  V y  $V_{CD} = 140$  V. Con esta selección, el punto de máxima potencia del inversor está alrededor de 110 V. Este valor es suficientemente mayor que los 80 V, por debajo de los cuales el inversor se para, y lo más pequeño posible para maximizar el rendimiento del adaptador.

Con esta ganancia de tensión, se llega a la conclusión que la topología de convertidor más adecuada es la *Boost* con filtro de entrada para eliminar el rizado en la corriente de la pila de combustible. En la Figura 6-6 se muestra el diagrama de bloques del experimento, cuyo adaptador es controlado en modo deslizamiento usando un microcontrolador.

En el experimento que se ha realizado, la cantidad de energía generada por la pila de combustible e inyectada a la red es regulable. Por consiguiente, en el experimento, se varía el nivel de potencia que se desea inyectar en la red.

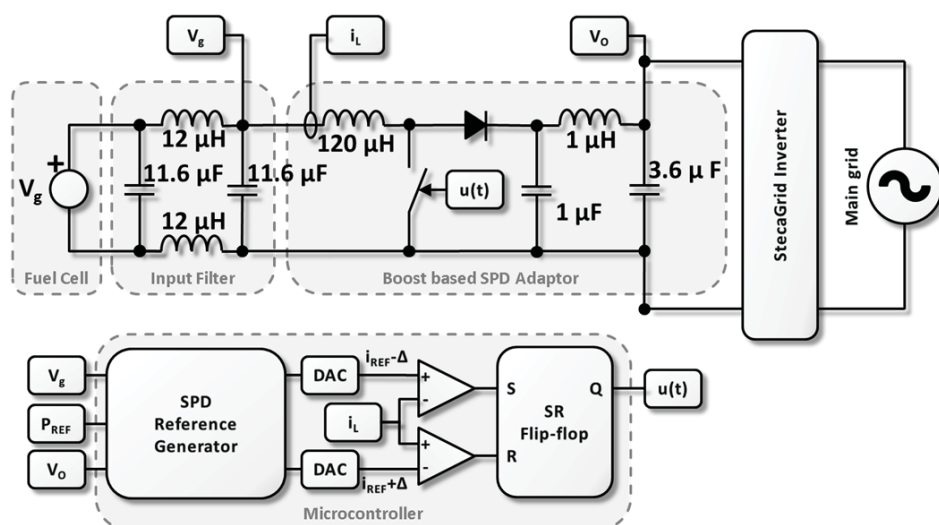


Figura 6-6: Conexión de una pila de combustible a la red con un SPD y un inversor MPPT

En la Figura 6-7 se pueden ver los resultados experimentales. En ellos se ve en el canal 1, en amarillo, la tensión de salida  $V_o$ , en el canal 2, en azul, la corriente de salida, en el canal 3, en rosa, la corriente de entrada, en el canal 4, en verde, la tensión de entrada  $V_g$ , y finalmente en naranja la potencia que maneja el adaptador. Como se puede ver, los resultados son satisfactorios.

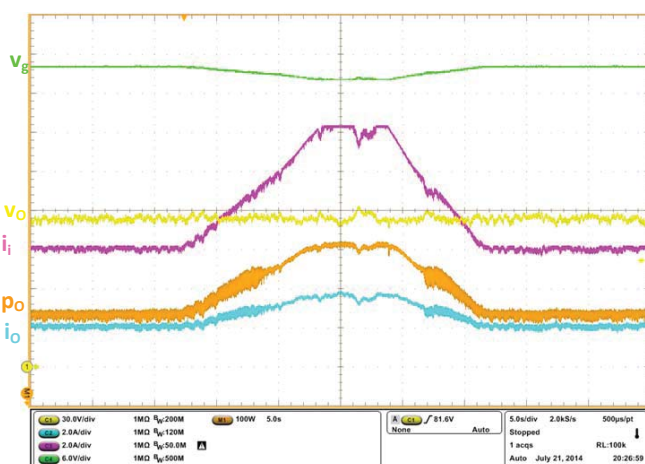


Figura 6-7: Resultado de la adaptación de una pila de combustible a un inversor con MPPT

## 6.5. USO COMO CARGA ACTIVA REGENERATIVA

Una aplicación muy interesante del SPD sería su uso, junto con un inversor comercial, como carga activa regenerativa. Ésta consumiría la potencia deseada del elemento  $V_g$  y la enviaría a la red eléctrica. Un posible esquema de esta carga activa se muestra en la Figura 6-8. En esta implementación, el convertidor usado para adaptar la fuente al inversor es un *Buck* con filtro de entrada para minimizar el rizado en la corriente de entrada.

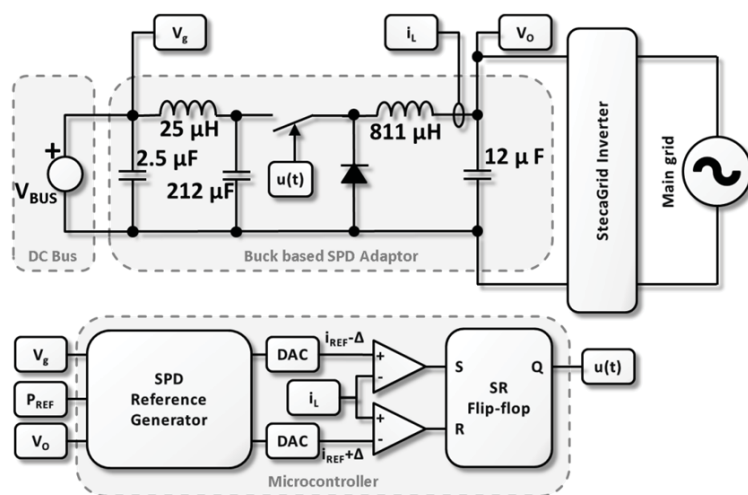


Figura 6-8: Esquema de carga activa regenerativa con un inversor comercial y un SPD

Para verificar su correcto funcionamiento, se ha programado un perfil de potencia absorbida por la carga activa que varíe periódicamente entre 500 y 1000 W. En la Figura 6-9 y en la Figura 6-10 se pueden ver los resultados experimentales. En el canal 1, en amarillo, la tensión de entrada  $V_g$ , en el canal 2, en azul, la corriente de salida, en el canal 3, en rosa, la tensión de salida  $V_o$ , en el canal 4, en verde, la corriente de entrada, y finalmente en naranja la potencia que maneja el adaptador.

Por un lado, en la Figura 6-9 se observa cómo el sistema se comporta adecuadamente cuando le aplicamos el perfil de potencia deseado, dado que esta potencia es absorbida por la carga y enviada a la red eléctrica. Por otro lado podemos observar que hay un rizado apreciable en la tensión y la corriente de salida. Si miramos el detalle de este efecto mostrado en la Figura 6-10, se ve como este rizado es debido a la oscilación del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia del inversor. Este rizado perturba la corriente que absorbe el inversor cuando busca el punto de máxima potencia. La perturbación en corriente causa una perturbación contraria en la tensión, de manera que la potencia siempre se mantiene

constante. Por ello esta oscilación no se ve reflejada ni en la entrada del adaptador, ni en la potencia administrada.

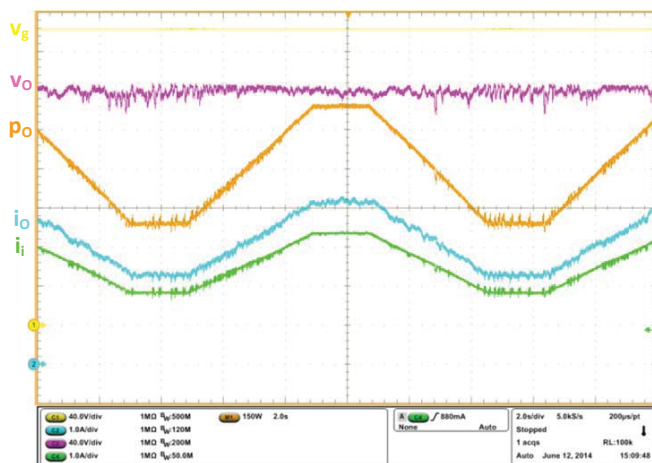


Figura 6-9: Resultados un inversor con MPPT con un SPD como carga activa regenerativa.

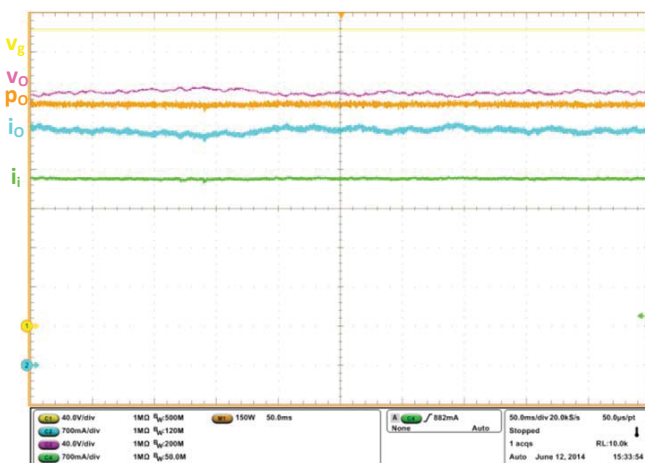


Figura 6-10: Detalle del rizado en el punto de conexión de un inversor MPPT con un SPD.

El único inconveniente que se ha observado en este experimento es la lentitud de respuesta del inversor a los cambios en la potencia. En mayor medida, cuando hay caídas abruptas en el valor de la potencia. Por ello el *Slew-Rate* de los transitorios debe ser moderado para evitar que el inversor se pare por falta de tensión en la entrada.

Este inconveniente se reduciría sustancialmente con el uso de un convertidor más adecuado para esta adaptación concreta. Por ejemplo, una mejor opción sería un convertidor de dos etapas, entre las cuales se podría poner un elemento almacenador de energía, como un

condensador, para amortiguar los transitorios de potencia que se decretan a la entrada. Con esta solución, se podría desacoplar suficientemente la entrada de la salida, pudiendo hacer frente a transitorios de potencia abruptos, mientras al inversor se le aplican cambios asumibles para su dinámica.

Una ventaja adicional de este sistema es que, usando un solo inversor, se puede usar como carga activa de diferentes sistemas, usando un adaptador para cada una de ellos. Esto es debido a que los adaptadores SPD, como se ha explicado anteriormente, se pueden poner en paralelo sin problema.

# Capítulo 7

---

## ESTRUCTURAS DE MICRORREDES CON EL SPD

### 7.1. INTRODUCCIÓN

En los capítulos anteriores se han mostrado las principales aplicaciones y ventajas del SPD. Quizás, las más importantes son el incremento de la capacidad de generación y de crear reservas de energía al incorporar diferentes fuentes o elementos almacenadores a un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica. Entonces, con la incorporación de estos elementos, una planta de generación fotovoltaica pasa a convertirse en una microrred DC.

En esta sección se explicarán cuatro de las arquitecturas de microrred en las que puede usar el SPD. Estas son: la ampliación de un sistema fotovoltaico conectado a la red, la conexión a la red de un sistema fotovoltaico aislado, un híbrido de las dos anteriores y, finalmente, una microrred DC de tensión variable.

### 7.2. DEFINICIONES

Una microrred puede definirse como un conjunto de elementos como cargas, componentes de generación distribuida y elementos almacenadores de energía conectados a la red eléctrica a través de un punto de conexión común (PCC), utilizando convertidores de potencia controlables. Este conjunto de elementos que forman la microrred utilizarán una estrategia de control conjunta [30] que repartirá las funciones entre los distintos elementos controlables [31].

Los elementos de la microrred se pueden agrupar en diferentes tipos. En primer lugar, están las fuentes no controlables. De estas fuentes, como los paneles solares, aerogeneradores y otras fuentes de origen renovable, normalmente se intentará absorber la máxima potencia posible, potencia que no es controlable ya que depende de las condiciones climáticas. El consumo de esta potencia será prioritario, pues no tiene un coste directo de recursos económicos sobre el usuario, una vez realizada la instalación.

En segundo lugar tenemos las fuentes controlables. Ejemplos de estas fuentes pueden ser: pilas de combustible, microturbinas, generadores alimentados con derivados del petróleo, etc. La ventaja de estas fuentes es que pueden ser controladas de manera que se absorba de ellas la potencia requerida. Su inconveniente es que la energía que se extrae de las mismas requiere el consumo de recursos caros y, habitualmente, contaminantes. Por esta razón se deberán usar solo si es imprescindible.

En tercer lugar hay los sistemas almacenadores de energía. En este caso se podrán clasificar en función de su capacidad de almacenamiento, su rapidez de respuesta y su rendimiento. Por ejemplo, los ultracondensadores son muy rápidos pero su capacidad energética es baja. Con las baterías, se puede obtener una capacidad energética razonable, con una velocidad de respuesta más lenta y un alto rendimiento. Otro ejemplo sería el de los conjuntos electrolizador-pila de combustible. Estos almacenan la energía usando como portador el hidrogeno, lo cual permite una gran capacidad de almacenamiento, pero su rapidez de respuesta y su rendimiento son bajos. Habitualmente se usarán ultracondensadores para responder a los transitorios de potencia, las baterías para dar o guardar energía al sistema durante un tiempo medio, y los sistemas con hidrogeno a largo plazo.

En cuarto lugar están las cargas. Estas son los elementos que queremos alimentar con la microrred. Ejemplos de ellas serían los sistemas de iluminación, climatización, electrodomésticos, máquinas o cargadores para coches eléctricos.

Finalmente, esta microrred se podrá conectar a la red eléctrica principal usando un inversor. El inversor servirá para enviar la energía sobrante a la red. Si éste fuera bidireccional, al contrario que los inversores comerciales MPPT, también podría utilizarse para absorber energía de la red eléctrica, si fuera necesario.

### **7.3. AMPLIACIÓN DE UN SISTEMA PV CONECTADO A LA RED USANDO VARIOS SPD**

Un sistema fotovoltaico tradicional está formado por un campo solar y un inversor comercial con MPPT que lo conecta a la red eléctrica. Esta estructura puede ampliarse fácilmente, añadiendo cargas, generadores y almacenadores. Tal como se anticipó en el apartado 5.2, cada elemento añadido utiliza un SPD para conectarse en paralelo con el campo solar y la entrada del inversor. Esta arquitectura de microrred se muestra en la Figura 7-1.

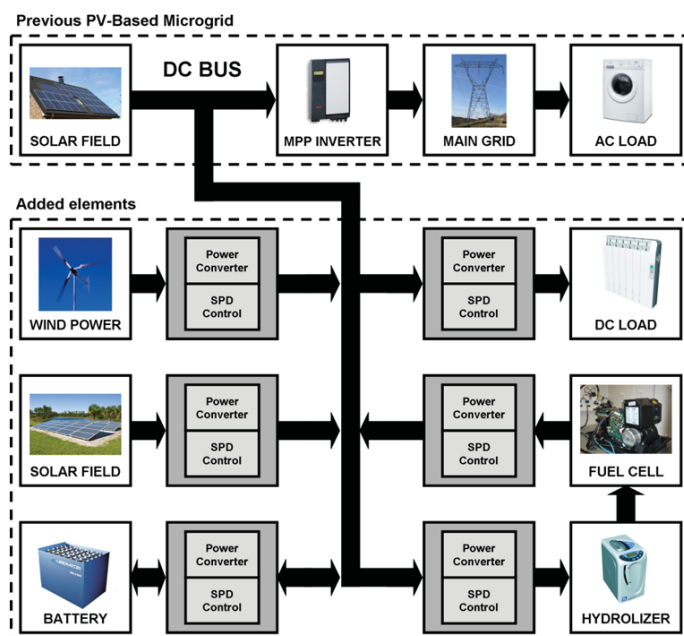


Figura 7-1: Ampliación de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica

Esta estructura es muy flexible, pues se pueden poner y quitar elementos, excepto el inversor principal, sin que el sistema deje de funcionar. Como consecuencia, el sistema resultante es muy modular, pudiéndose ampliar progresivamente con diferentes elementos en función de la capacidad financiera del usuario, lo cual lo hace muy útil para pequeños inversores. Además, el campo solar principal no necesita ningún convertidor adicional que reduzca su rendimiento [143].

Los adaptadores SPD se diseñarán escogiendo los convertidores adecuados a cada elemento en particular. Los puntos característicos de la curva  $P_O(V_O)$  se optimizarán de acuerdo con lo indicado en el apartado 3.2.4. Es decir, que la zona de funcionamiento B se diseñará para que todos los puntos de máxima potencia del campo solar principal estén en esta zona. Es preciso recordar que los puntos característicos homónimos  $V_{ABi}$ ,  $V_{BCi}$  y  $V_{CDi}$  para los  $i=1..N$  adaptadores utilizados deben tener la misma tensión, dado todos los adaptadores se conectan al mismo sistema fotovoltaico preexistente.

## 7.4. CONEXIÓN A LA RED DE UN SISTEMA PV AUTÓNOMO

En este caso, el punto de partida es un sistema fotovoltaico aislado que dispone de un campo solar que carga a un conjunto de baterías mediante un cargador con MPPT. La energía



almacenada en estas baterías puede ser usada para alimentar cargas DC (con o sin convertidor adaptador) y cargas AC mediante un inversor. A este sistema se le pueden insertar más fuentes, cargas y/o elementos almacenadores de energía usando sus respectivos cargadores/adaptadores conectados a las baterías. Los bornes de las de baterías crearan un bus de continua que acabará funcionando como la base de una microrred DC.

Si se tiene la posibilidad de conectar el sistema anteriormente descrito a la red eléctrica, esto se podría hacer mediante un inversor fotovoltaico con MPPT para inyección a la red. En este caso se puede usar un SPD para conectar las baterías al nuevo inversor, de manera que este las vea como si fueran un panel solar, cuya potencia es controlable por el usuario, teniendo en cuenta el estado de carga de las baterías.

La estructura del sistema quedaría como se indica en la Figura 7-2.

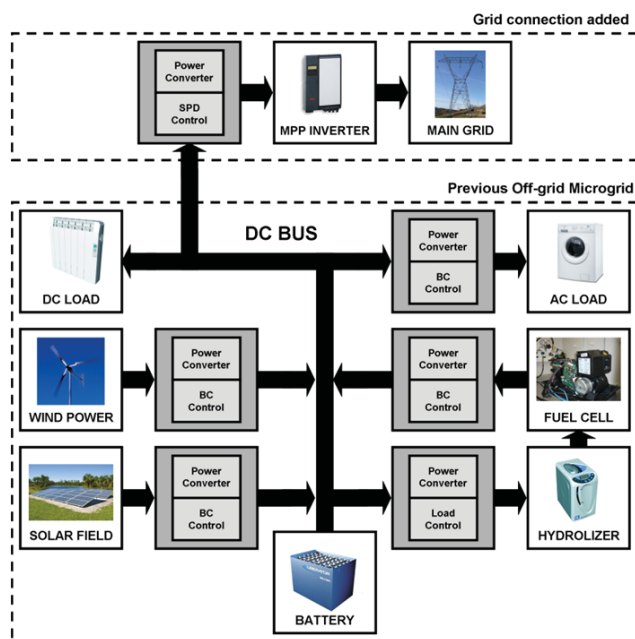


Figura 7-2: Conexión a la red de un sistema fotovoltaico aislado

En este caso, como el adaptador se conecta directamente al inversor, sin que medie un campo solar, se puede usar un SPD con una zona B reducida. Así se podrá escoger el punto de trabajo más adecuado para optimizar el rendimiento del sistema, como se ha explicado en el apartado 6.3.

A título de verificación experimental, se realiza el siguiente montaje. Se dispone de una microrred aislada basada en unas baterías de 48 V, y pretendemos conectarla a la red eléctrica para enviar la energía sobrante usando un inversor fotovoltaico comercial con MPPT integrado *StecaGrid 2000+*. Para adaptar las baterías al inversor, se propone un convertidor *Boost*, que eleve la tensión de forma adecuada, es decir a un valor dentro del rango de funcionamiento del inversor.

Los puntos característicos adecuados para optimizar el rendimiento de la cadena de conversión, según los apartados anteriores, son:  $V_{AB} = 100$  V,  $V_{BC} = 120$  V y  $V_{CD} = 140$  V. Con estos puntos característicos, el punto de trabajo del inversor rondará los 110 V. Este voltaje asegura un buen rendimiento y evita la desconexión del inversor, que se produce para tensiones inferiores a los 80 V de entrada.

En la Figura 7-3 se muestra el diagrama de bloques del experimento, cuyo adaptador es controlado en modo deslizamiento usando un microcontrolador. El convertidor escogido ha sido *Boost* con filtro de salida por que permite alcanzar la ganancia de tensión requerida sin el inconveniente de descargar la batería cuando el adaptador esté parado. Nótese que si el adaptador está parado, su tensión es de 48 V, muy por debajo de la tensión de arranque del inversor, situada en los 80 V, por lo que en esa situación el inversor no funciona, y no se descarga la batería.

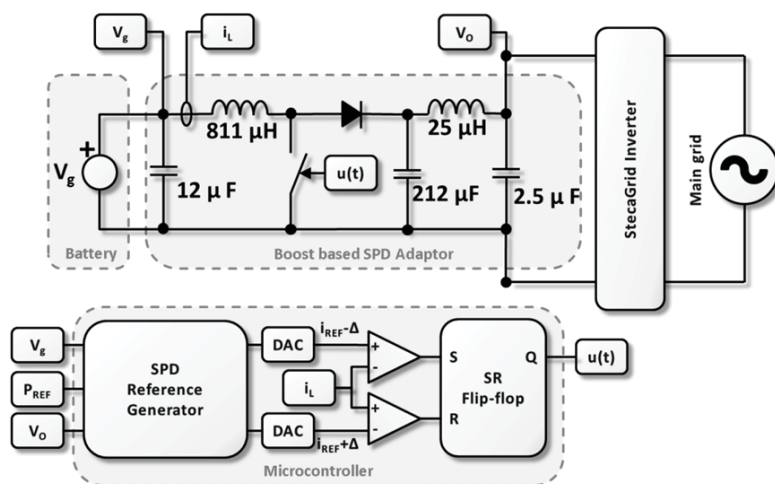


Figura 7-3: Conexión de un sistema fotovoltaico aislado a la red eléctrica con un SPD

En el experimento realizado se inyectó energía de la batería en la red, realizando un transitorio con derivada limitada de 100 W a 400 W. En la Figura 7-4 se pueden ver los

resultados obtenidos. En el canal 1, en amarillo aparece la tensión de salida del adaptador, la cual está en el punto de trabajo previsto, alrededor de los 110 V. En el canal 2, en azul, vemos la corriente de salida. En el canal 3, en rosa, la corriente de entrada, que realiza el transitorio requerido. La derivada del transitorio no es constante, dado que el cambio en la consigna  $P_{REF}$  se realizó accionando manualmente un potenciómetro. En el canal 4, en verde, se encuentra la tensión de la batería que tiene un valor de 48 V y, finalmente, en naranja se puede ver la potencia de salida, que, efectivamente pasa de los 100 a 400 W sin problema.

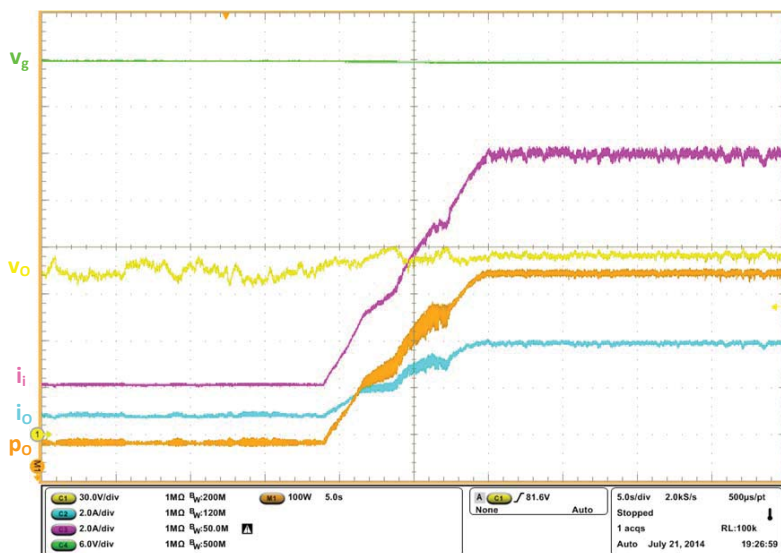


Figura 7-4: Resultados de la conexión de un sistema fotovoltaico aislado a la red eléctrica

## 7.5. AMPLIACIÓN DE UN SISTEMA PV CONECTADO A LA RED CON UN ÚNICO SPD

Esta arquitectura se podría describir como una mezcla de las dos anteriores. Es decir, partiendo de un sistema fotovoltaico conectado a red, los elementos adicionales se encuentran centralizados alrededor de una batería. Estos elementos nuevos se conectarían al sistema previo mediante un único SPD. El sistema resultante se muestra en la Figura 7-5.

Comparando estas tres arquitecturas se pueden observar importantes diferencias. Por un lado la primera microrred, Figura 7-1, es la más flexible y modular, permitiendo la conexión de diferentes elementos, cada uno, con su propio SPD. Las otras dos arquitecturas utilizan un solo SPD para conectar los elementos adicionales al inversor. Usar un solo SPD para la conexión a la red eléctrica facilita la implementación de políticas de cooperación activa con la

red, al simplificar los sistemas de comunicación y gestión requeridos [144, 145]. La tercera microrred, comparada con la segunda, presenta mayor eficiencia en el aprovechamiento de la energía del campo solar debido a que no requiere un convertidor adicional para su adaptación.

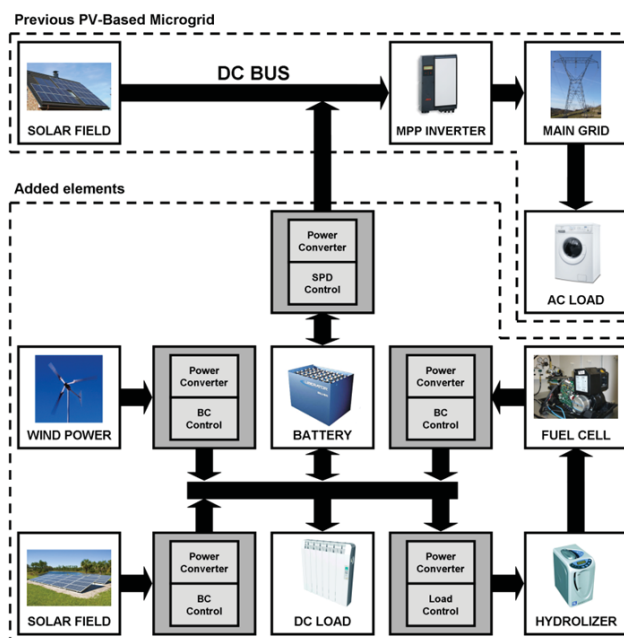


Figura 7-5: Ampliación de un sistema fotovoltaico conectado a la red con un único SPD

En todas estas estructuras se deberá prestar especial atención a la gestión de los sistemas de almacenamiento [4-7]. Es evidente, que también será de vital importancia la correcta selección del tipo de almacenador, así como su dimensionado [137, 146]. Asimismo, se deberán implementar algoritmos de estimación del estado de carga de los acumuladores, como en [147, 148], para poder tomar las decisiones correctas a fin de maximizar las prestaciones de la reserva de energía, asegurando la alimentación de las cargas críticas. Además, si el sistema de almacenamiento se basa en la conexión en serie de elementos simples, como es el caso de las baterías y los supercondensadores, se requerirá un buen equilibrado de estos elementos para maximizar el rendimiento, capacidad y vida útil del sistema en su conjunto [149-152].

## 7.6. MICRORRED DC DE TENSIÓN VARIABLE CON SPD

### 7.6.1. Banco de pruebas de microrredes DC

En el marco de esta tesis y de los proyectos DPI2006-15627-CO3-03, DPI2009-14713-CO3-02 y DPI2012-31580 se ha desarrollado un banco de pruebas de microrredes DC para evaluar topologías, sistemas y técnicas de control para este tipo de microrredes.

Este banco de pruebas se ha desarrollado a partir de los elementos disponibles y las previsiones de compras futuras del laboratorio. Su estructura, mostrada en la Figura 7-6, se basa en un bus DC con una capacidad de 120 mF realizada mediante condensadores electrolíticos. El uso de esta capacidad facilitará la implementación de técnicas de control de la microrred basadas en la tensión del bus. El banco de condensadores, al reducir la dinámica de esta tensión, permite un funcionamiento más suave y estable de los controladores de los elementos de la microrred. En este sistema, todos los elementos de la microrred están conectados al bus DC, ya sea directamente, o mediante su correspondiente adaptador.

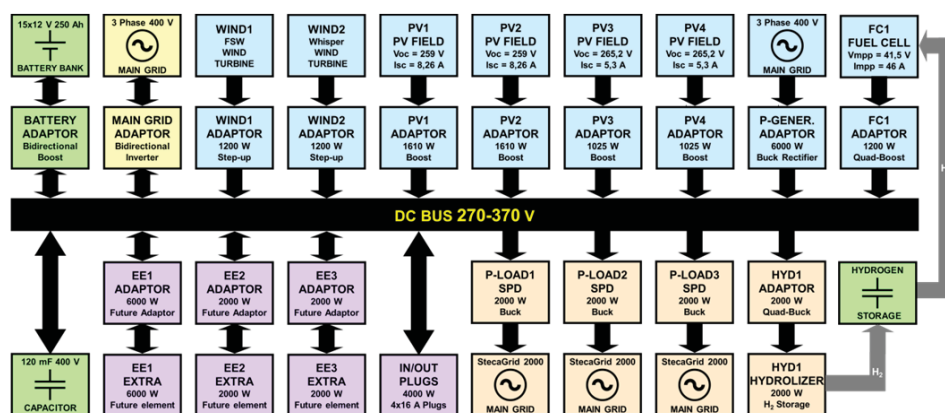


Figura 7-6: Estructura del banco de pruebas de microrredes DC

En el dimensionado de la microrred DC, se eligió una tensión del bus DC variable entre 270 y 370 V. El límite inferior se seleccionó para que fuera superior a la tensión de varios elementos, como son los campos solares y las baterías, con la intención de poder usar convertidores elevadores para su adaptación, descartando los convertidores elevadores-reductores de mayor complejidad y menor eficiencia. Por otro lado, para el límite superior se tuvo en cuenta que la tensión nominal de los condensadores usados era de 400 V, a la que se quiso dar un margen de seguridad.

A la hora de dimensionar los elementos a insertar, se buscó que pudieran funcionar a unas tensiones próximas a las del bus para utilizar convertidores con poca ganancia de tensión, y asegurar una elevada eficiencia. Es conocido que el rendimiento de los convertidores tiende a reducirse al aumentar la ganancia a que deben hacer frente.

Una posible manera de controlar la microrred de forma sencilla es implementar un *Voltage Event Control (VEC)*. Este método de control, con una capacidad importante en bus de continua, permite utilizar la tensión en el condensador (del bus) para decidir las acciones a realizar por los elementos insertados en el bus. Un ejemplo de evento que podemos considerar es la activación y desactivación de fuentes y cargas en función del estado energético del sistema.

Los elementos que conforman esta microrred que ya están disponibles son: un banco de baterías de 45 kWh; dos aerogeneradores, uno de eje vertical instalado en el tejado y otro, de eje horizontal en una bancada; cuatro series de paneles solares con una potencia total de 5200 Wp; una pila de combustible; y tres inversores MPPT comerciales adaptados mediante sus correspondientes SPDs.

En un futuro inmediato, la microrred dispondrá de un inversor bidireccional, para mejorar la interconexión con la red eléctrica, así como de un electrolizador, con su correspondiente sistema de almacenamiento de hidrogeno, para que pueda ser consumido por la pila de combustible existente.

En la Figura 7-7 se muestran los elementos de generación instalados y la disposición de los adaptadores de los elementos de la microrred. A la izquierda se puede observar la instalación, en la azotea del laboratorio, del aerogenerador de eje vertical y parte del campo solar, formado por paneles de diferentes tecnologías: monocristalina y policristalina.

A la derecha de la figura se muestra la disposición de varios elementos de la microrred. En primer lugar vemos la cabina de las pilas de combustible, con ellas dentro. Esta cabina dispone de instalación de hidrogeno para alimentarlas, así como una extracción forzada del aire y los elementos de seguridad necesarios para este tipo de instalación con gases inflamables. En segundo lugar, encima del armario, están instalados los tres inversores MPPT *StecaGrid*. En tercer lugar, en la esquina inferior derecha, el banco de baterías. Encima del banco de baterías se puede ver una carga activa conectada al bus de continua con los enchufes habilitados para ello.

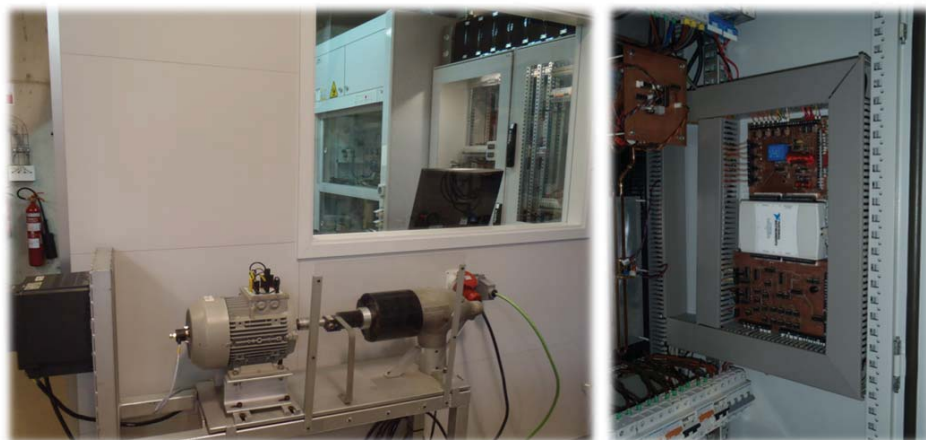


**Figura 7-7: Fuentes de energía y disposición de la microrred DC**

Finalmente, en la parte derecha de la Figura 7-7, se aprecia el armario, en cuyo interior están las soportes de aluminio donde se instalan los convertidores para los elementos de la microrred. Estos elementos se conectan dentro del armario al bus de continua, que está presente físicamente mediante un embarrado. Los soportes de aluminio, en realidad son también disipadores de calor para los convertidores. El sistema de refrigeración incluye los soportes de aluminio para captar el calor y unos convectores con ventilación forzada. La transmisión del calor entre ambos se hace mediante un circuito de agua cerrado con depósito y dos bombas (con redundancia), que incluye sensores de temperatura, presión y caudal para su control y monitoreo. En este armario de la microrred también están instalados los condensadores del bus de continua, el transformador de salida para el inversor bidireccional y las fuentes de alimentación de los circuitos de control.

Para el control y monitoreo de la microrred y del sistema de refrigeración líquida se desarrolló un sistema de adquisición de datos basado en una tarjeta de adquisición de datos de *National Instruments* con un *hardware* y *software*, programado en *Labview*, específicos [153]. Esta aplicación controla el sistema de refrigeración líquida, poniendo en marcha la bomba de recirculación de agua o modificando la velocidad de los ventiladores en función de las temperaturas de los captadores de calor y del agua del circuito. Además, recopila los datos adquiridos de la microrred, como son, entre otros, la tensión del bus, las corrientes de los elementos, las temperaturas de los captadores de calor, las tensiones de las baterías o los parámetros de la energía inyectada a la red. Estos datos los muestran por pantalla y los guarda para tener un registro y poder efectuar estudios teóricos posteriores. En la parte derecha de la

Figura 7-8 se puede ver la instalación en el armario de la tarjeta de adquisición de datos y la electrónica asociada de este sistema.



**Figura 7-8: Bancada del aerogenerador y sistema adquisición de datos de la microrred DC**

En la parte izquierda de la Figura 7-8 se puede ver la bancada con el aerogenerador y el motor de inducción que lo arrastra. La bancada es el núcleo de un emulador eólico detallado en [154]. Con el emulador se pueden reproducir perfiles de viento y así generar experimentos reproducibles, así como evaluar rectificadores y algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia.

Los elementos, cuyos módulos adaptadores están realizados, son: los cuatro campos solares, ver el apartado 8.6; los tres inversores comerciales MPPT usando adaptadores SPD, como se explica en el apartado 8.5 y en [155]; y la pila de combustible, mediante dos *Boost* en cascada, como se describe en [156]. También se han desarrollado rectificadores trifásicos para los aerogeneradores en el marco de la tesis [72]

## **7.6.2. Microrred actual**

### **7.6.2.1. Definición de la microrred actual**

Tal y como se ha comentado en el apartado anterior, el estado actual de construcción de la microrred del GAEI está preparada para albergar las fuentes no controlables, como los campos solares y aerogeneradores, fuentes controlables, concretamente pilas de combustible a las que se podría unir un electrolizador, cargas activas, y los inversores MPPT adaptados con el SPD. Con estos inversores podemos hacer un enlace con la red eléctrica y emular cargas. En la Figura 7-9 se muestra un diagrama de bloques de su configuración actual.



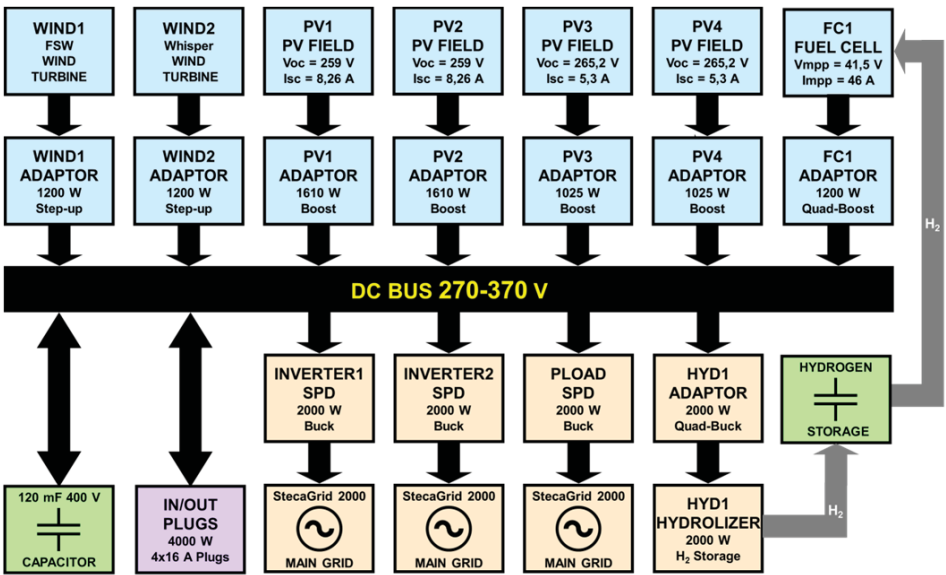


Figura 7-9: Diagrama de bloques de la microred DC actual

La implementación del *Voltage Event Control*, para el control de la tensión del bus de continua y la gestión de la potencia, se ha realizado usando leyes lineales respecto a la tensión del bus. Estas leyes se muestran en la Tabla 7-1 y en la Figura 7-10, donde se considera un total de fuentes no controlables con una potencia nominal  $P_N$  de 6 kW, unas fuentes controlables de 1.2 kW, un inversor unidireccional de 6 kW, un electrolizador de 1.5 kW y cargas por 5 kW.

Tabla 7-1: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred actual

|                         | Tensión de Bus<br>demasiado baja | Desconexión<br>de las cargas         | Introducción de<br>fuentes controlables | Inyección de la<br>energía sobrante<br>a la red eléctrica | Introducción del<br>electrolizador   | Desconexión de<br>las fuentes no<br>controlables | Sobretensión<br>en el Bus |
|-------------------------|----------------------------------|--------------------------------------|---|---|--------------------------------------|--|---------------------------|
| $V_{BUS}$               | $V_{BUS} < 270$                  | $270 < V_{BUS} < 280$                | $280 < V_{BUS} < 290$                   | $290 < V_{BUS} < 350$                                     | $350 < V_{BUS} < 360$                | $360 < V_{BUS} < 370$                            | $V_{BUS} > 370$           |
| Fuentes no controlables | $P_N$                            |                                      |   |   |                                      | $(37-0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$               | 0                         |
| Fuentes controlables    | $P_N$                            |                                      | $(29 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$    | 0   |                                      |  |                           |
| Inversor                | 0                                |                                      |   | $(4.83 - 0.016 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$                  | $- P_N$                              |  |                           |
| Electrolizador          | 0                                |                                      |   |   | $(35 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | $- P_N$  |                           |
| Cargas                  | 0                                | $(27 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | $- P_N$                                 |   |                                      |  |                           |

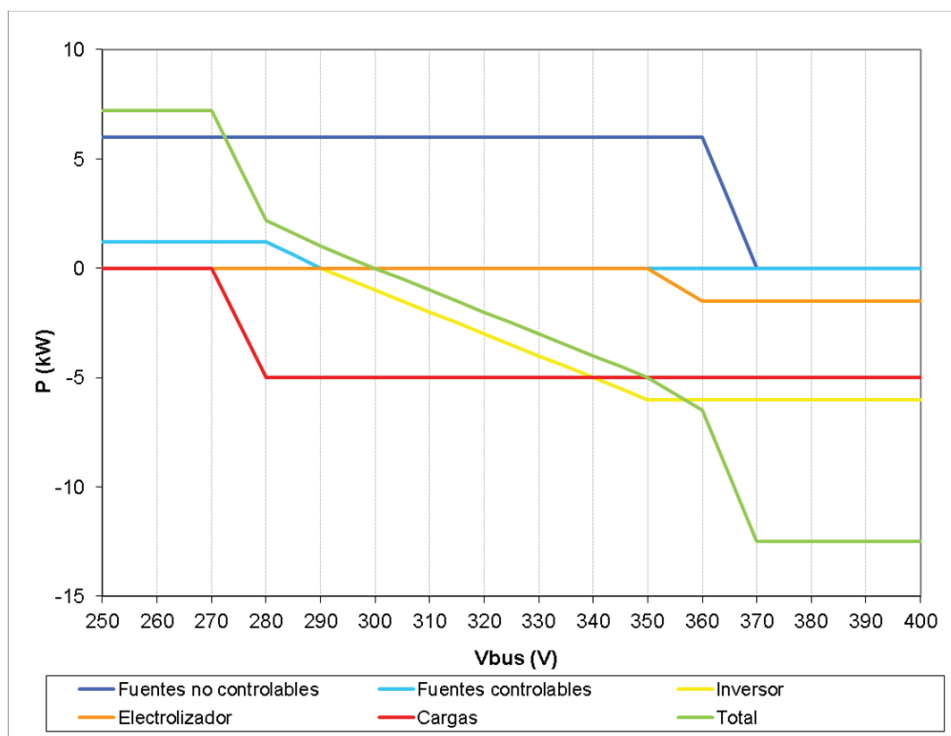


Figura 7-10: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred actual

De acuerdo con las directrices anteriores, las fuentes no controlables enviarán al bus toda la energía que puedan generar, usando sendos algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia. Si hay un exceso de potencia generada, y no puede ser absorbida por los demás elementos de la microrred, la tensión aumentará hasta llegar a los 360 V. A partir de este punto estas fuentes deberían reducir su potencia generada apartándose progresivamente de su punto de máxima potencia, hasta pararse al llegar a los 370 V. Con el apagado progresivo se evitará, entre otros inconvenientes, las oscilaciones que causadas por la parada y arranque repentino a toda potencia de alguna fuente. El apagado total evitará que la tensión del bus pueda subir más allá de los 370 V.

Las cargas consumirán la energía que consideren necesaria siempre y cuando esta esté disponible en el sistema. Se asumirá que hay suficiente energía, si la tensión del bus está por encima de los 280 V. En caso contrario las cargas se deberán ir apagando en función de su prioridad hasta encontrar el punto de equilibrio. Las cargas de menor prioridad se apagaran antes, es decir, a una tensión más elevada. Si apagando las cargas de menor prioridad no es suficiente, y la tensión sigue bajando, se irán apagando las siguientes en prioridad, y así

sucesivamente, hasta llegar a las de mayor prioridad, que se apagarían al llegar a los 270 V, impidiendo que la tensión del bus baje por debajo de esa tensión.

El inversor unidireccional, implementado con un inversor MPPT y un SPD, será el responsable de enviar a la red eléctrica la potencia generada por las fuentes no controlables que no sea consumida en las cargas locales. Su rango de trabajo es el mayor debido a que es la situación deseada en la mayoría de los casos por su menor coste en recursos.

Las fuentes controlables solo deberán entrar en acción cuando la demanda de energía de las cargas no pueda ser satisfecha por las fuentes no controlables. Esto es debido que interesa minimizar su uso, dado que consumen recursos, como el hidrogeno o los combustibles fósiles. Estos combustibles pueden ser caros y habitualmente no renovables y contaminantes. Como en las cargas, las fuentes controlables también se priorizarán, según criterios de reducción de costes, consumo y estado de las reservas. Esta priorización consiste en seleccionar adecuadamente la tensión a partir de la cual empiezan a funcionar. En este caso, a mayor prioridad, mayor tensión de activación. A menor prioridad, menor tensión de activación, con lo cual no se pondrán en marcha hasta que haya una falta de energía más acusada en el sistema.

El electrolizador se activará cuando la energía generada por las fuentes no controlables exceda la que consumen las cargas y el inversor. En este caso la energía sobrante se convertiría en hidrogeno para almacenarla para su futura utilización con la pila de combustible. En el caso de que las reservas de hidrogeno fueran inferiores a las deseadas, se podría reducir la tensión de activación para poder consumir más energía, generando hidrogeno, a costa de la que se envía a la red mediante el inversor.

Como se puede ver en la Tabla 7-1 y en la Figura 7-10, el inversor unidireccional y las fuentes controlables serán las responsables de regular la tensión del bus. Esto es así ya que la potencia que manejan estos elementos depende de la tensión del bus, de manera que si esta aumenta, también lo hará la potencia consumida. Si, en cambio, la tensión del bus disminuye, la potencia consumida también disminuirá. De esta manera, se encontrará una tensión de equilibrio del bus, es decir un punto de trabajo, para el cual la potencia generada y la consumida serán iguales.

En el ejemplo de la Figura 7-10, el punto de trabajo está en 300 V, de forma que en ese punto, la potencia total, mostrada en verde, es cero. Es decir, hay equilibrio de potencias.

Concretamente, en este punto se generan 6 kW en las fuentes no controlables, de los cuales se consumen 5 kW en las cargas y el restante se envía a la red eléctrica mediante el inversor.

Si se considerase necesario para mejorar las prestaciones del control, se podría incorporar histéresis en las mismas, así como se utilizar otros tipos de leyes, como podrían ser las exponenciales, logarítmicas u otras creadas ad-hoc.

#### 7.6.2.2. Simulación de la microrred actual

Se ha simulado la microrred con las restricciones y condiciones de funcionamiento propuestas en el subapartado anterior. El resultado, que se muestra en la Figura 7-11, demuestra que este sistema de control funciona, pero podría mejorar notablemente con el uso de una reserva de energía más potente, pues usando solo el electrolizador y la pila de combustible el sistema no es capaz, ni de asegurar la alimentación de las cargas, ni de aprovechar toda la energía generada por el campo solar. Además, hay que recordar que el almacenamiento basado en hidrógeno tiene un rendimiento del 25%.

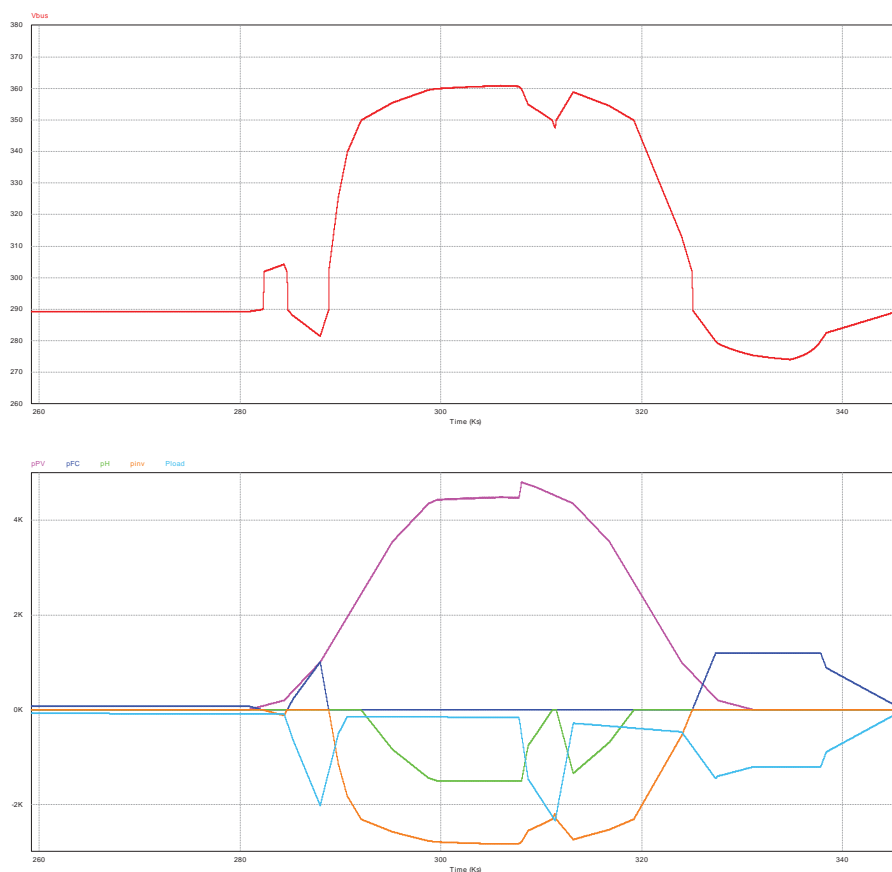


Figura 7-11: Resultados de la simulación de la microrred DC

Como se puede observar en la figura 7-11, el control del sistema impide que la tensión del bus se salga del rango previsto: entre 270 y 370 V. En reglas generales, si hay suficiente consumo, el bus puede absorber toda la potencia del campo solar. En ese caso, todas las cargas serán alimentadas y la potencia sobrante se enviará a la red eléctrica. Si aún sobra potencia, se producirá hidrogeno en el electrolizador, que se almacenara para consumirlo en la pila de combustible. La pila deberá alimentar las cargas cuando los paneles solares no den suficiente potencia generada para alimentarlas.

No obstante, se observa que hay un momento en que el sistema no es capaz de absorber toda la potencia que viene del campo solar, subiendo la tensión del bus por encima de 360 V. En este caso, el adaptador del campo solar deberá separarse del punto de máxima potencia, reduciendo la potencia suministrada, para evitar que suba más la tensión. De la misma forma, hay un momento donde el sistema no dispone de suficiente potencia para alimentar las cargas, bajando la tensión por debajo de los 280 V, pues no hay apenas paneles solares y la pila de combustible no es capaz de alimentarlas. En este caso, se desconectan cargas, reduciendo la potencia demandada e impidiendo que la tensión del bus baje más.

Para solucionar estas disfunciones, el sistema de regulación del bus podría mejorarse, y conectar por turnos programados las cargas no prioritarias. También podría aumentar la capacidad y eficiencia del sistema de almacenamiento, por ejemplo usando baterías de capacidad suficiente para absorber la generación de origen no renovable y alimentar las cargas. Otra opción sería el uso de un inversor bidireccional conectado a la red eléctrica, con potencia suficiente, que usaría la red para cubrir los déficits internos de la microrred.

### **7.6.2.3. Resultados experimentales de la adaptación mediante SPD del bus DC a la red eléctrica**

El sistema se ha probado para verificar su funcionamiento. Para implementar el inversor se ha utilizado un inversor comercial con MPPT que se ha adaptado al bus de continua de la microrred mediante un SPD. El convertidor usado para adaptar el bus al inversor es un *Buck* con filtro de entrada para minimizar el rizado en la corriente de entrada. En la Figura 7-12 se muestra el esquema del adaptador. La generación de referencias tendrá en cuenta la tensión de salida para crear la curva característica  $P_O(V_O)$  del SPD, y la tensión de entrada  $V_{BUS}$  para que la potencia de referencia  $P_{REF}$  sea la que se indica en la Tabla 7-1.

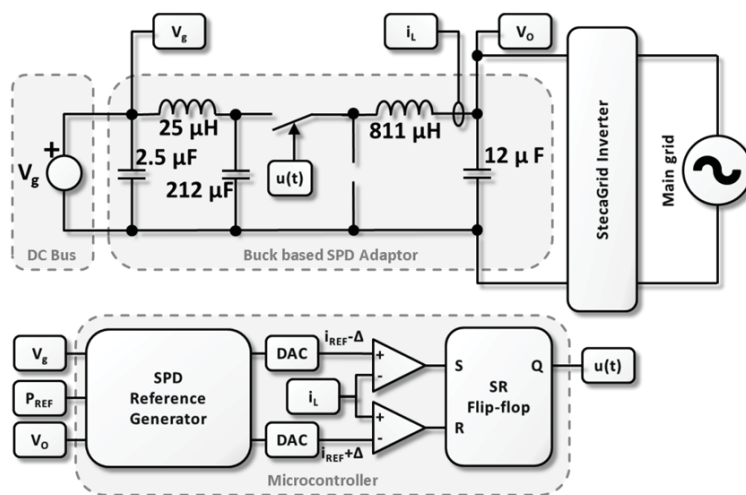


Figura 7-12: Conexión de una microrred DC a la red eléctrica con un inversor MPPT con SPD

Se ha verificado el correcto funcionamiento de la microrred variando la tensión del bus de continua  $V_{BUS}$  y observando que la potencia enviada a la red eléctrica se corresponde con la prevista en la Tabla 7-1. En la Figura 7-13 se pueden ver los resultados experimentales. En ellos se ve en el canal 1, en amarillo, la tensión del bus  $V_{BUS}$ , en el canal 2, en azul, la corriente de salida, en el canal 3, en rosa, la tensión de salida  $V_o$ , en el canal 4, en verde, la corriente de entrada, y finalmente en naranja la potencia que maneja el adaptador.

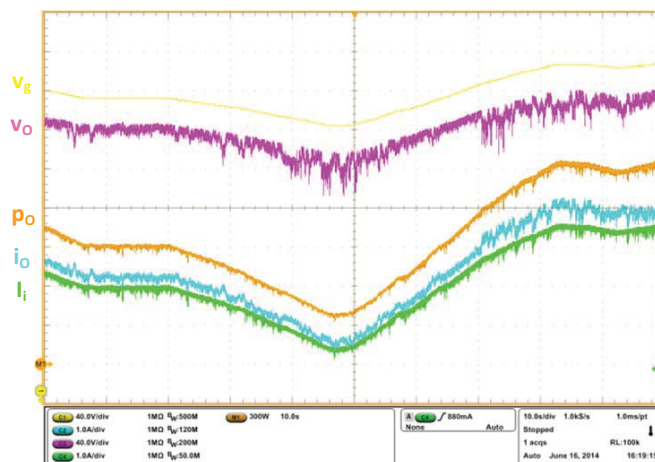


Figura 7-13: Resultados de la conexión de una microrred DC a la red con un SPD

En la figura puede observarse que cuando la tensión del bus DC varía dentro de los márgenes de 290 a 350 V descritos en la Tabla 7-1, la potencia varía según describe dicha tabla, permitiendo que la microrred encuentre un punto en el que se equilibren la potencia

generada por las fuentes no controlables con la consumida por las cargas y la enviada a la red eléctrica mediante el inversor.

Además, de acuerdo con los resultados obtenidos en el apartado 6.3, la tensión del punto de trabajo del inversor, es decir el punto de máxima potencia que ve el inversor MPPT, tiene una tensión variable. Así, para maximizar el rendimiento del adaptador *Buck* sin comprometer la controlabilidad de la potencia suministrada, se decide colocar dicha tensión 30 V por debajo de la tensión de entrada, que es la tensión del bus DC.

### 7.6.3. Microrred propuesta

#### 7.6.3.1. Definición de la microrred propuesta

La microrred actual, tal y como se ha definido en el apartado anterior, muestra unas evidentes carencias debidas a la falta de una reserva de energía con capacidad suficiente para absorber toda la aportación las fuentes, así como para alimentar todas las cargas.

Una solución para suplir estas carencias es el cambio del inversor unidireccional por otro bidireccional de potencia suficiente. Con este elemento, que utilizaría la red eléctrica como si fuera una reserva de energía infinita, se podría aportar o absorber la potencia necesaria al bus DC para mantener el equilibrio entre la potencia generada y la consumida. Este método, por su coste reducido y pequeñas dimensiones, puede ser muy útil en sistemas residenciales, que acostumbran a disponer de conexión a la red eléctrica. Además es fácil de dimensionar, pues solo requiere que la potencia que sea capaz de administrar sea suficiente.

Esta solución puede mejorar si además se incorpora un sistema de almacenamiento de energía interno, con suficiente capacidad y potencia. Esta incorporación, aunque incrementa el precio y las necesidades de espacio de la microrred, da la importante ventaja de permitir implementar estrategias de colaboración activa con la red, participando, mediante servicios auxiliares como la regulación primaria y secundaria, en el control de la red eléctrica como si de una central eléctrica convencional a pequeña escala se tratara.

Además, estos servicios auxiliares que se pueden prestar, aunque son cuantitativamente poco importantes comparado con una central eléctrica, pueden ser mucho más rápidos y flexibles que los que puede ofrecer una central convencional. Esto es debido a que, al ser sistemas electrónicos, pueden responder muy rápidamente, frente a la lentitud, debida a las inercias, en los sistemas basados en turbinas. Esta rapidez puede ser muy útil a la hora de hacer regulación primaria para mantener el equilibrio energético de la red frente a las

pequeñas variaciones en la generación o en el consumo global. Por otro lado, la suma de muchas pequeñas instalaciones de muy baja potencia daría lugar a una apreciable potencia disponible para el control de la red.

La participación en el control de la red eléctrica facilita la integración de los elementos de la microrred, formados por fuentes de origen renovable y cargas domésticas, cuya generación o consumo tienen un carácter fuertemente estocástico. Por otro lado, la venta al regulador de los servicios auxiliares puede servir para, a medio plazo, recuperar el incremento en el coste de la inversión inicial, y a largo plazo, aumentar su rendimiento.

La estructura de microrred DC propuesta, cuyo diagrama de bloques podemos ver en la Figura 7-14, incorpora el inversor bidireccional y la reserva de energía basada en baterías, para así obtener un sistema muy flexible y con diversas vías de investigación. El sistema final dispondrá de fuentes no controlables, como son los paneles solares y aerogeneradores; una pila de combustible como fuente controlable; un electrolizador con sus sistema de almacenamiento de hidrogeno para alimentar a la pila de combustible; cargas que pueden ir conectadas directamente a los enchufes, y cargas que pueden ser simuladas mediante cargas activas realizadas, ver el apartado 6.5, con SPD e inversores MPPT comerciales; un inversor bidireccional para la conexión con la red eléctrica; y finalmente, las baterías con el convertidor que regula su flujo de carga o descarga.

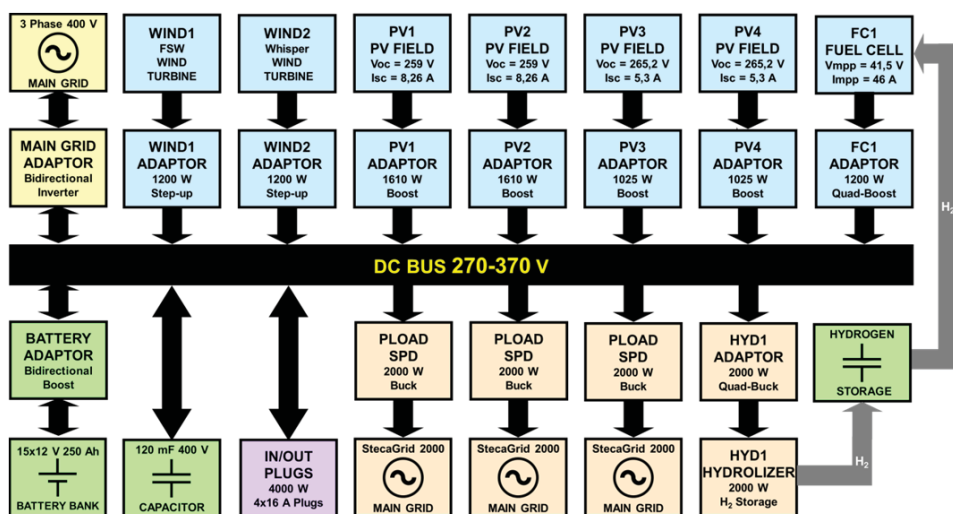


Figura 7-14: Diagrama de bloques de la microrred DC propuesta

Como en el caso de la microrred actual, presentado en el subapartado 7.6.2, el control del bus de continua de tensión variable se hará mediante el *Voltage Event Control*. Con este



método, a partir de la tensión del bus DC, se decidirá qué elementos de la microrred están disponibles y con qué grado de implicación. En la Tabla 7-2 y la Figura 7-15 se muestran resumidas las leyes de control de potencia en función de la tensión del bus DC para los diferentes elementos de la microrred DC propuesta.

Tabla 7-2: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred propuesta

|                         | Tensión de Bus demasiado baja | Desconexión de las cargas            | Introducción de fuentes controlables | Balanceado de potencias usando baterías   | Introducción del electrolizador      | Desconexión de las fuentes no controlables | Sobretensión en el Bus |
|-------------------------|-------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|---|--------------------------------------|--|------------------------|
| $V_{BUS}$               | $V_{BUS} < 270$               | $270 < V_{BUS} < 280$                | $280 < V_{BUS} < 290$                | $290 < V_{BUS} < 350$                     | $350 < V_{BUS} < 360$                | $360 < V_{BUS} < 370$                      | $V_{BUS} > 370$        |
| Fuentes no controlables | $P_N$                         |                                      |                                      |   |                                      | $(37-0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$         | 0                      |
| Inversor (fuente)       | $P_N$                         |                                      |                                      |   |                                      | $(37-0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$         | 0                      |
| Fuentes controlables    | $P_N$                         |                                      | $(29 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | 0   |                                      |  |                        |
| Baterías                | $P_N$                         |                                      |                                      | $(10.66 - 0.033 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | $- P_N$                              |  |                        |
| Electrolizador          | 0                             |                                      |                                      |   | $(35 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | $- P_N$                                    |                        |
| Inversor (carga)        | 0                             | $(27 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | $- P_N$                              |   |                                      |  |                        |
| Cargas                  | 0                             | $(27 - 0.1 \cdot V_{BUS}) \cdot P_N$ | $- P_N$                              |   |                                      |  |                        |

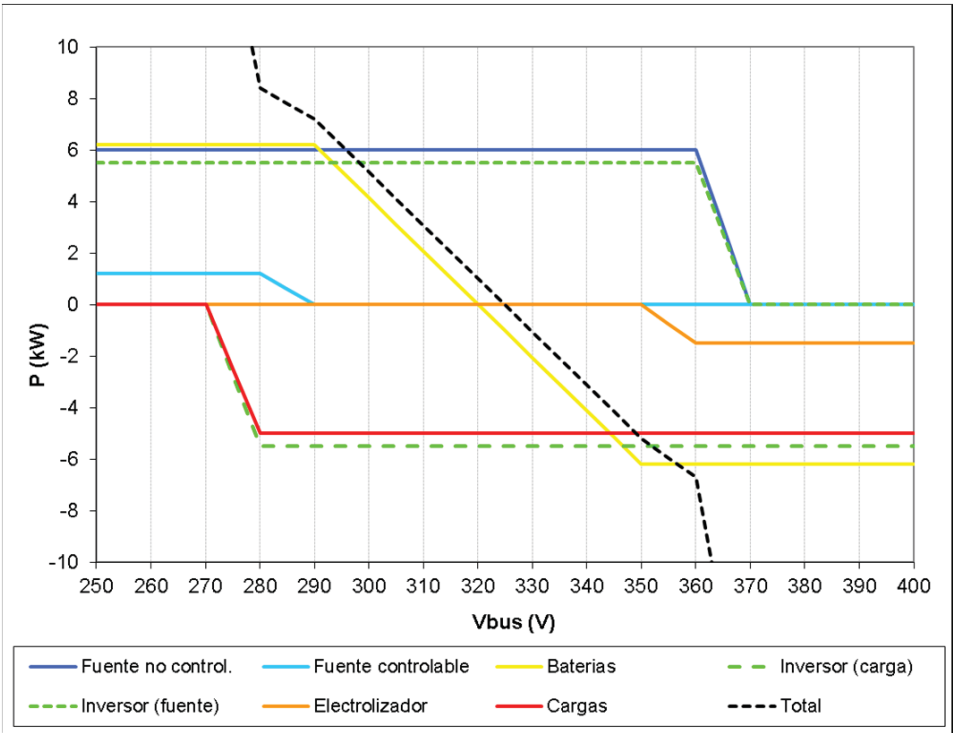


Figura 7-15: Ley de control de la potencia en el bus DC de la microrred propuesta

Las leyes de control para los elementos que ya estaban presentes en el esquema de microrred presentado en el apartado 7.6.2 se mantienen. Así, las fuentes no controlables, que tendrán prioridad para la generación, enviarán al bus tanta energía como puedan generar hasta que la tensión del bus suba por encima de los 360 V cuando se reducirá su aportación hasta pararse a 370 V.

Las cargas absorberán del bus de continua la potencia que requieran, siempre que esté disponible. En el caso de que no haya suficiente potencia, la tensión del bus caerá por debajo de los 280 V, determinando el momento en que se deben ir desconectando cargas en función de su prioridad.

Las fuentes controlables, debido a que su uso requiere el consumo de recursos, se usarán solo cuando haya una demanda de energía tal que las fuentes de origen renovable no puedan satisfacer. De la misma manera, el electrolizador, dado que el rendimiento del sistema pila-electrolizador es bajo, se usará solo esporádicamente, cuando haya demasiada potencia entrante en la microrred haciendo aumentar la tensión del bus por encima de los 350 V.

Por su parte, las baterías serán las encargadas de mantener el balance energético en el bus de la microrred, aportando o absorbiendo potencia para equilibrar la generación con el consumo. Para ello, el flujo de potencia que forzará su adaptador dependerá de la tensión del bus, encontrándose un punto de trabajo cuya potencia transferida hace que el balance entre las potencias entrantes y salientes de la microrred sea nulo.

Finalmente, se dispone de un inversor bidireccional conectado a la red eléctrica. Este inversor se usará para conectar la microrred con la red eléctrica principal para disponer así de un elemento almacenador de energía teóricamente infinito. Este elemento almacenador de energía va a permitir mantener el estado de carga de las baterías en las condiciones adecuadas. Para ello el valor medio de la inyección o el consumo de la red debe ser igual a la producción neta de la microrred. Es decir, se debe absorber de la red toda la energía consumida por las cargas que no ha podido ser generada por las fuentes internas. O de la misma manera, inyectar a la red toda la producción excedente que no haya sido consumida por las cargas internas.

El flujo de potencia entre la microrred y la red eléctrica se puede ajustar aplicando un controlador que mantenga el estado de carga de las baterías en un valor adecuado para su funcionamiento óptimo. En este caso, este flujo iría variando lentamente para ajustarse al balance energético del sistema. Se puede manejar esta energía de manera más productiva

aplicando algoritmos que, además de tener en cuenta el estado de carga de la batería, tengan en cuenta el precio instantáneo de la energía. De esta manera se puede comprar electricidad a la red eléctrica cuando esta tiene un precio bajo y venderla cuando esta tenga un precio alto, minimizando el coste energético o maximizando el valor de la energía producida.

También se puede ampliar el valor de la instalación vendiendo servicios auxiliares al regulador de la red eléctrica. Teniendo en cuenta el valor medio del flujo de energía necesario para mantener el estado de carga de las baterías en un valor razonable, se pueden hacer variaciones en la referencia de potencia para ayudar al sistema eléctrico a alcanzar su balance energético. Estas variaciones pasarán, por un lado, por hacer regulación primaria, es decir, aumentar o disminuir un porcentaje de la potencia inyectada a la red en función de la frecuencia. Por otro lado, se puede hacer regulación secundaria aplicando una variación al valor medio del flujo de potencia en función de las previsiones de consumo y generación del regulador de la red eléctrica. Estas variaciones harán que se inyecte menos potencia, o se consuma más, en las horas valle, y al contrario, se consuma menos potencia o se inyecte más en las horas punta.

#### **7.6.3.2. Simulación de la microrred propuesta**

La microrred propuesta ha sido simulada según la descripción realizada, aplicando las leyes de control resumidas en la Tabla 7-2. Esta simulación, cuyos resultados se muestran en la Figura 7-16, muestra el comportamiento de la microrred durante 12 días bajo condiciones de generación y consumo cambiantes.

En los resultados se pueden observar: la potencia instantánea de cada elemento, siendo positiva la que aporta energía al bus y negativa la que la absorbe; la tensión del bus DC que determina la aportación de la batería y la conexión o desconexión de los elementos; y el estado de carga de la batería.

En la simulación se dispone fuentes de generación no controlables como un campo fotovoltaico y un aerogenerador cuya aportación, como pasa con la de las cargas, es variable en el tiempo siguiendo los perfiles de potencia típicos para cada elemento. Las cargas, por ejemplo, tienen un perfil típico doméstico, con picos de consumo a primera hora de la mañana, al mediodía y uno mayor por la tarde-noche, siguiendo las rutinas y horarios habituales en un hogar medio.

En la microrred se dispone también, de un sistema de almacenamiento de energía de corto plazo formado por un banco de baterías. Este sistema tiene un convertidor encargado de

regular el flujo de carga y descarga, en función de la tensión de bus, de manera que se obtenga el balance de potencia nulo en el bus de la microrred. Las baterías deben tener un seguimiento del estado de carga preciso, para mantenerlo en los valores adecuados. Los valores umbral del estado de carga adecuados para su correcto funcionamiento deben ser suficientemente amplios para permitir tener suficiente capacidad, pero evitando que se pueda cargar o descargar demasiado.

También se va utilizar un sistema de almacenamiento de energía de largo plazo formado por un conjunto electrolizador-almacenamiento-pila de combustible. Este sistema va a actuar en caso de falta o exceso de energía en el sistema o si el estado de carga de las baterías supera los umbrales fuera de los cuales no se desea operar. En esta simulación se ha previsto un umbral de estado de carga mínimo del 45%, más allá del cual empezará a actuar la pila de combustible para recargar las baterías; y un umbral de estado de carga máximo de 75%, tras el cual el electrolizador actuará descargando la batería para generar hidrogeno.

Finalmente, el inversor conectado a la red eléctrica se encarga de mantener el estado de carga de las baterías en torno del 60%. A tal efecto, se usa un controlador PI del estado de carga para obtener la referencia de potencia. Además, el inversor implementa políticas de cooperación activa con la red.

Para simular las variaciones de potencia debidas a este soporte a la red, se ha creado un perfil de inyección valor tal que se aproxima a los registros de previsión de consumo de la red eléctrica facilitados por el operador de red [136]. Obsérvese que este perfil tiene durante la noche una zona valle, es decir, es más positivo porque se inyecta menos potencia (o se absorbe más), y una zona pico, durante el mediodía y la tarde, donde se inyecta más (o se absorbe menos).

En los resultados de la simulación, mostrados en la Figura 7-16, se observa cómo, al contrario que en la microrred actual, ahora sí que hay una reserva de energía de suficiente potencia y capacidad. Esto se comprueba viendo dos evidencias:

Por un lado la tensión del bus de continua  $V_{BUS}$  siempre está dentro del rango de funcionamiento de la batería. Lo que indica que la batería tiene suficiente capacidad para mantener el equilibrio entre la generación y el consumo en el bus DC. De hecho se puede observar como la potencia aportada instantáneamente por las baterías es tal que hace que la suma de todas sea cero.

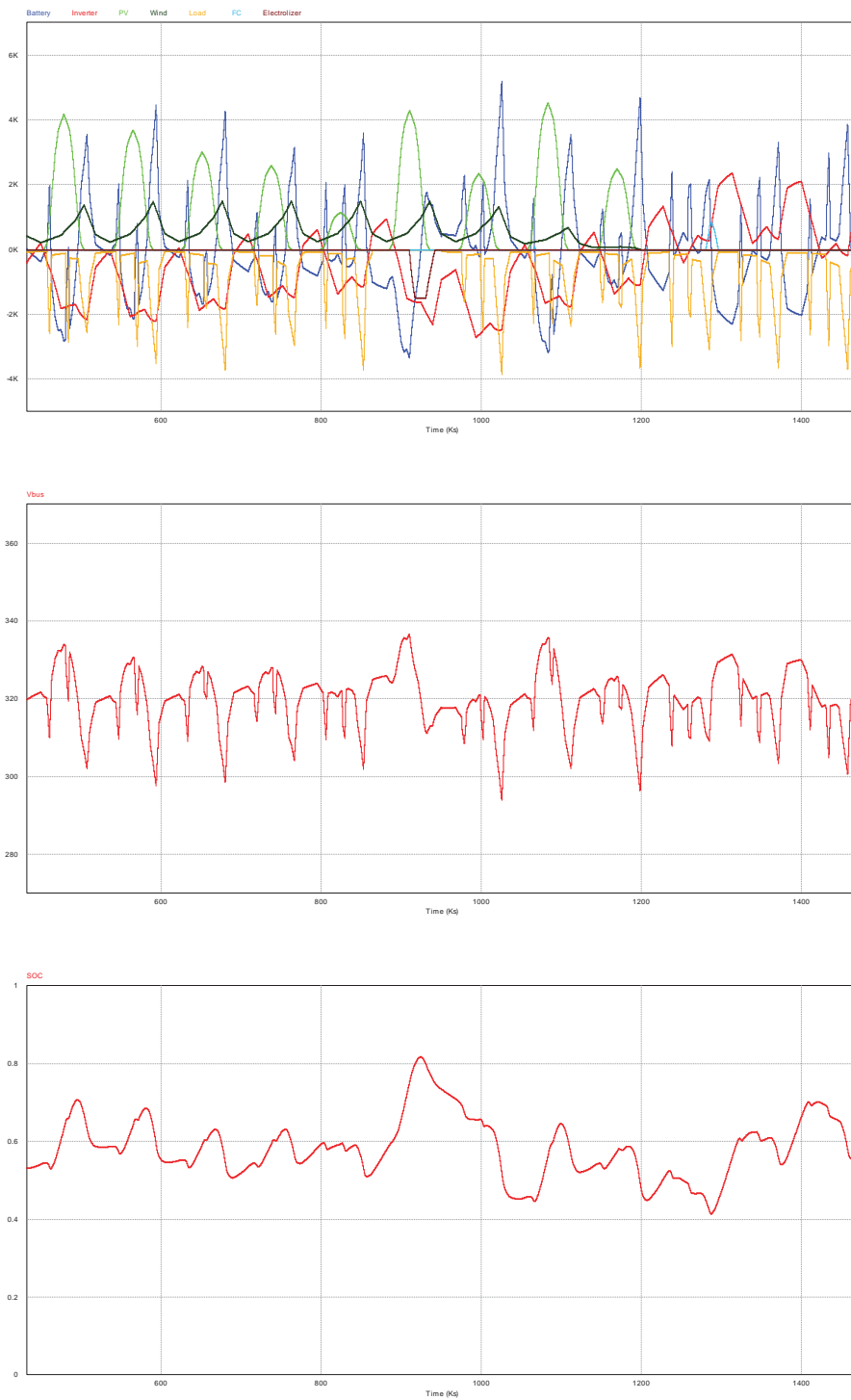


Figura 7-16: Resultados de la simulación de la microrred propuesta

Por otro lado, la capacidad queda acreditada viendo la gráfica del estado de carga (SOC) de la batería. En la gráfica se observa cómo el nivel de carga está, como se deseaba, en torno al 60%. Se perciben variaciones entorno este punto, debidas a los desajustes entre la generación y el consumo que la batería debe amortiguar. Si la capacidad de la batería fuera menor, para los mismos desajustes, las variaciones en el estado de carga serían mayores. De la misma manera que si se quieren unas menores variaciones en el estado de carga, se debe aumentar la capacidad de la batería. De todos modos, obsérvese como hay dos puntos donde el estado de carga de la batería supera los umbrales predefinidos. Estos puntos se encuentran en el sexto día, cuando se requiere la descarga con el electrolizador, y el décimo día cuando se requiere la carga mediante la pila de combustible.

En el resultado de la simulación también se puede ver como en los primeros días hay más generación que consumo, con lo cual se observa que el inversor está inyectando la energía sobrante a la red eléctrica. En cambio en los últimos días, debido a la falta de generación, el inversor debe absorber potencia de la red para poder alimentar las cargas sin perturbar en exceso el estado de carga de las baterías.

La potencia del inversor tiene el comportamiento deseado generando un perfil de inyección con una forma, con zona valle y zona pico, como la que tiene el consumo global de la red. Un perfil parecido a este sería el que demandaría el operador de red en caso de implementar regulación secundaria. De hecho, teóricamente, la amplitud de esta variación es menor que la descrita en este ejemplo. Pero se ha querido hacer así para demostrar las posibilidades de un sistema electrónico como este. De esta manera este tipo de sistemas pueden contribuir a la regulación del sistema, haciendo más económica la producción mediante centrales convencionales si estas trabajan con una generación más constante.

Nótese, también, como la potencia del inversor puede tener, independientemente de las variaciones debidas al perfil de inyección, un valor medio positivo, negativo o nulo. Con eso se quiere demostrar que las políticas de cooperación activa con la red se pueden implementar dando un diferencial respecto a la referencia, tanto si hay un excedente de potencia como si la microrred es claramente deficitaria.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

# Capítulo 8

---

## CONTROL POR HISTÉRESIS ANALÓGICO CON MICROCONTROLADORES

### 8.1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día se puede observar un gran incremento en la cantidad, numero de aplicaciones y prestaciones de las fuentes de alimentación en modo conmutado. Para incrementar la flexibilidad y las prestaciones de estos equipos se acostumbran a usar controladores digitales y métodos de control no lineal.

Un ejemplo claro de control no lineal es el control por histéresis, bien conocido por su inherente rapidez y robustez frente perturbaciones y variaciones paramétricas, así como por su simple implementación. Este tipo de control es muy usado para la alimentación de microcontroladores donde la histéresis es obligatoria para garantizar la regulación de la tensión de salida durante los rápidos transitorios de carga al reloj. También es usado para la implementación práctica de controladores en modo deslizamiento, acotando la frecuencia de conmutación, que sería infinita en un caso ideal, y reduciéndola a un valor aceptable para los dispositivos de conmutación. Además, en un controlador en modo deslizamiento, cuando se alcanza la superficie y se desliza sobre la misma, se consigue una reducción en el orden del sistema. Esta propiedad simplifica el análisis y facilita la estabilización del sistema [126-129, 132]. Otras característica del control por histéresis es que permite implementar ciclos de trabajo extremos, como por ejemplo, ganancias de tensión muy elevadas [157].

Un control por histéresis se implementa generalmente con dispositivos analógicos. Este tipo de implementación tiene muchas desventajas respecto a los sistemas digitales [158]. En primer lugar, normalmente se requiere un mayor número de componentes tanto activos como pasivos. Esto reduce la fiabilidad del sistema, incrementa el consumo de energía y las dimensiones de la placa de control. En segundo lugar, es difícil hacer modificaciones en la configuración del control, dado que normalmente implica cambios en el hardware. En tercer



lugar, una implementación analógica tiene unas capacidades de cálculo matemático bastante pobres, de forma que los controladores de este tipo suelen generar superficies de deslizamiento relativamente simples. Por lo general, se consideran una o dos variables de estado junto con redes de compensación simples como controladores PI. En cuarto lugar, la dependencia de los componentes con la temperatura y la edad puede producir funcionamientos anómalos e inestabilidad. Y para terminar, los circuitos analógicos tienen menor inmunidad respecto al ruido de conmutación en comparación con los circuitos digitales equivalentes. Incluso con estos problemas, los circuitos analógicos todavía son ampliamente usados para superficies de control muy simples, y sistemas de alta frecuencia, aunque se espera que sean progresivamente substituidos por controladores digitales equivalentes [159].

Una implementación completamente digital de los comparadores con histéresis es posible. Este tipo de implementación es más compacta, flexible, potente e inmune al ruido. Sin embargo, para su realización se requieren dispositivos muy potentes para minimizar los efectos de la discretización, la cuantificación, retardo y la complejidad de discretizar funciones no lineales [126, 160]. Por consiguiente, todavía es una implementación de coste elevado.

Otra manera de realizar controladores por histéresis, evitando los inconvenientes de las implementaciones puramente analógicas o digitales, puede ser un sistema híbrido. En este sistema se generaran las referencias digitalmente y se compararan analógicamente con las variables de estado. Por ejemplo, si la superficie a implementar es (8.1), entonces un lazo de control digital generará una referencia  $k$ , la cual será comparada con una variable de estado  $x$ , usando un comparador con histéresis analógico. Esta solución tiene las ventajas de velocidad y robustez del comparador de histéresis analógico, junto a la flexibilidad y potencia de cálculo dados por el controlador digital.

$$S(X) = x - k = 0 \quad (8.1)$$

El resto del capítulo se desarrolla de la siguiente forma. En el próximo apartado se explican varios antecedentes de controladores con histéresis híbridos. Tras los antecedentes, se explicará la solución propuesta, pensada para convertidores conmutados, así como sus ventajas. A continuación, se presentará una aplicación extrema para verificar el funcionamiento y las prestaciones del sistema, y finalmente se presentarán varias aplicaciones reales para corroborar la versatilidad del método.

Entre las aplicaciones, en primer lugar se presenta la implementación de un controlador de SPD para un convertidor *Buck*, ver capítulos anteriores. El siguiente ejemplo es un *Boost* con un algoritmo MPPT para extraer energía de un panel solar. Finalmente, el último ejemplo es un rectificador monofásico con corrección del factor de potencia. Este ejemplo será especialmente interesante, pues permite visualizar que el método propuesto para implementar el controlador por histéresis permite mejorar las prestaciones del sistema, regulando por ejemplo, la frecuencia de conmutación. Otras aplicaciones interesantes, como el control de varios controladores, ha sido objeto de otros trabajos [161].

## 8.2. ANTECEDENTES

El concepto de implementación híbrida fue introducido por Vidal en [162]. En aquel artículo se presentó convertidor *Boost* controlado en modo deslizamiento para regular la tensión de salida. El esquema de la Figura 8-1 reproduce la idea propuesta entonces.

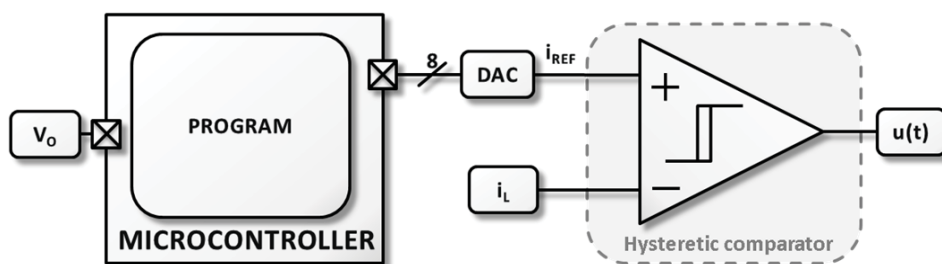


Figura 8-1: Implementación del comparador por histéresis propuesta en [162].

Mediante un microcontrolador de bajo coste se generaba digitalmente, usando leyes de control difuso, se generaba la referencia de corriente del inductor adecuada para obtener una cierta tensión de salida. Esta referencia digital de 8 bits se enviaba a un conversor digital a analógico (DAC) externo. Finalmente, la referencia analógica resultante se comparaba con la corriente del inductor en un comparador por histéresis analógico que, a su vez, daba al driver del interruptor la señal adecuada para forzar la corriente del inductor a seguir referencia.

Otra manera de implementar el comparador con histéresis híbrido, mostrado en la Figura 8-2, desarrollado durante la tesis, fue presentado en [125]. En el marco de la implementación del SPD, explicado en los capítulos anteriores, era necesario el uso de comparadores con histéresis para la aplicación del control en modo deslizamiento. A su vez, también se requería la generación de referencias complejas dependientes de varios parámetros de entrada, para lo cual era muy útil el uso de microcontroladores.

Así, en [125] se proponía añadir una pila de combustible a un sistema fotovoltaico convencional mediante un adaptador SPD basado en dos convertidores *Boost* en cascada.

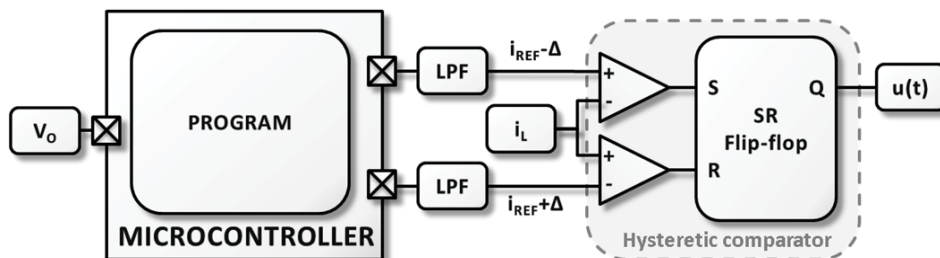


Figura 8-2: Implementación del comparador por histéresis propuesta en [125]

La generación de la referencia  $i_{REF}$  quedaba a cargo del programa del microcontrolador. Una vez obtenida se desdoblaba aplicándole el ancho de histéresis  $\Delta$  y se escribían en el registro del ciclo de trabajo del respectivo módulo PWM. Estos dos módulos daban en su salida un tren de pulsos con la frecuencia preestablecida y el ciclo de trabajo guardado en los registros. Los trenes de pulsos, convenientemente filtrados paso-bajo, se convertían en una señal de referencia continua y se hacían llegar al comparador externo analógico. Finalmente, el comparador daba a los drivers del convertidor las señales adecuadas para que  $i_L$  deslizara entre las referencias dadas por el microcontrolador.

Esta solución eliminaba el uso del DAC externo y, como usaba dos referencias, daba la posibilidad de ajustar el ancho de histéresis y, por lo tanto, la frecuencia de conmutación. Sin embargo, requerís un cuidadoso diseño del filtro paso-bajo para optimizar el compromiso entre el ancho de banda y el rizado de las referencias. Para esta optimización es importante elegir bien la frecuencia del PWM, pues a mayor frecuencia las prestaciones del filtro pueden ser mejores, pero la precisión de la referencia se reduce. De hecho, con este microcontrolador en concreto, se pueden obtener 937.9 kHz con una referencia de 10 bits de precisión, 468.9 kHz con 11 bits o 234.4 kHz con 12 bits [163]. En el apartado 3.3.9 se comenta el ancho de banda que se puede conseguir en esta implementación.

Otra implementación híbrida que usa dos referencias es la que se presenta en [164]. En este artículo, se pretende controlar un convertidor que funciona a una frecuencia de conmutación elevada, y se usa una FPGA para crear las dos referencias. Estas referencias se envían, escogiendo hábilmente una u otra, a un único comparador a través de un DAC.

## 8.3. IMPLEMENTACIÓN PROPUESTA APLICADA A LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA CONMUTADOS

Teniendo en cuenta la evolución tecnológica de los microcontroladores, que cada vez integran nuevos y mejores periféricos como comparadores y conversores DAC, aparece la posibilidad de integrar completamente el comparador con histéresis analógico dentro de un microcontrolador de bajo coste [155, 161, 165-167]. Esta implementación se basa en forzar la salida del PWM del microcontrolador a funcionar asíncronamente, obteniendo un comportamiento como el de una báscula SR. Esta báscula, activada mediante dos comparadores analógicos internos, actúa como un comparador con histéresis analógico. Este método propuesto no requiere el uso de dispositivos externos adicionales, es muy rápido y fiable. A parte, debido a que solo usa los periféricos del microcontrolador, no consume prácticamente tiempo de ejecución, con lo cual este tiempo puede ser usado para ejecutar cualquier algoritmo de control o tarea asignada.

### 8.3.1. Detalles de la implementación propuesta y recursos del sistema requeridos

El método propuesto para generar un comparador con histéresis analógico con los periféricos de un microcontrolador de bajo coste puede ser aplicado a un amplio abanico de referencias de las gamas PIC24, dsPIC30 y dsPIC33 de la marca Microchip. Para implementar un comparador con histéresis son necesarios dos módulos comparadores *SMPS comparator* y un módulo *PS PWM*. Concretamente, hemos realizado los test con un microcontrolador del modelo dsPIC30F2020. Este micro tiene, en un encapsulado de veintiocho pines, cuatro módulos de comparadores analógicos *SMPS Comparator*, cuatro módulos *PS PWM* y ocho entradas analógicas [163]. Por consiguiente, con este modelo se pueden crear dos comparadores con histéresis independientes.

El módulo *SMPS Comparator*, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 8-3, es capaz de monitorizar tensiones, los transitorios de las cuales sean demasiado rápidos para ser capturados por el ADC y procesados por la CPU del microcontrolador. Su salida puede ser usada para generar interrupciones, para disparar el proceso de muestreo y conversión del ADC, para deshabilitar las salidas del PWM o para truncar el ciclo de trabajo o el periodo del PWM. Este módulo tendrá un comportamiento dependiente de los valores que tengan dos registros: el de configuración *CMPCONx* y el de la referencia a comparar *CMPDACx*; donde x el número del módulo comparador (1, 2, 3 o 4).

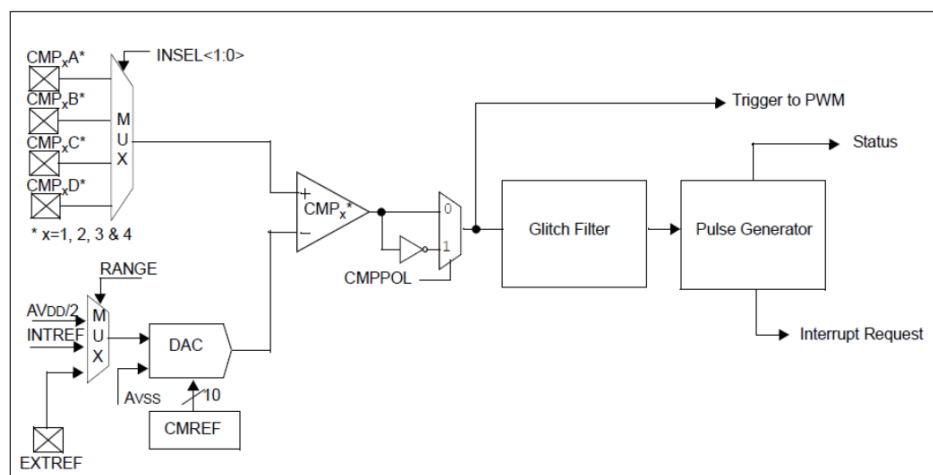


Figura 8-3: Diagrama de bloques del módulo *SMPS Comparator* [163]

Las señales a comparar por el comparador  $CMP_x$ , donde  $x$  el número del módulo comparador, serán una interna y otra externa. Por un lado la señal interna, creada por el microcontrolador, será generada por un convertor DAC de 10 bits, que dará una señal proporcional a  $CMREF$  entre 0 ( $Avss$ ) y el valor de referencia. Este valor de referencia puede ser escogido (por configuración) entre: la mitad de la tensión de alimentación, un valor interno o un valor externa que entrará por el pin correspondiente. El valor máximo de esta referencia será de 3.4 V en microcontroladores alimentados a 5 V. El valor de  $CMREF$ , de 10 bits, será el que el programa, ejecutado en el microcontrolador, ponga en los bits de menor peso del registro de 16 bits  $CPMDAC_x$ , donde  $x$  el número del módulo comparador.

Por otro lado, la otra señal que debe ser comparada con la generada internamente en el microcontrolador entrará por un pin. Esta señal medirá la variable (o combinación de las mismas) que queremos controlar, y deberá ser menor que 3.5 V. Habitualmente esta señal es proporcional a la corriente del inductor del convertidor a controlar. Con ello, si la tensión que entra es mayor que la referencia de corriente máxima dada por el convertor DAC, ya que la corriente real excede la deseada, se activará la salida del comparador, que se usará para truncar el ciclo de trabajo del PWM y así hacer que el valor de la corriente disminuya. Para obtener el efecto contrario, es decir, que cuando la corriente sea menor que la corriente mínima, se usará otro módulo comparador, cuyo convertor DAC dará la referencia de corriente mínima. Al compararla con la señal proporcional a la corriente, si esta es menor que la referencia, se desactivará la salida del comparador. En este caso se usará el cambio de la polaridad de la salida del comparador, poniendo a 1 el subregistro  $CMPPOL$  del registro

*CMPCONx*. De esta forma, cuando se desactive la salida del módulo comparador, la salida del mismo se ponga a 1, y se pueda usar para truncar el periodo del PWM. De esta manera hacer que se reactive el interruptor del convertidor, con lo cual la corriente vuelva a aumentar.

La señal que entra al comparador lo puede hacer por 4 pines diferentes. En la configuración del módulo mediante el registro *CMPCONx* se debe escoger cuál de las entradas posibles (A, B, C o D) será la usada. Esta función, aparte de dar flexibilidad al diseñador para escoger el pin más adecuado para entrar la señal a comparar, es muy útil cuando se quiere comparar una señal con dos referencias diferentes, como es el caso de los comparadores con histéresis. En este caso, la señal a comparar se puede poner en un solo pin quedando los demás disponibles para otras funciones. Por ejemplo, si tenemos en cuenta el diagrama de pines de un *dsPIC30F2020* con el encapsulado *DIP* que se muestra en la Figura 8-4, podemos ver que se puede generar un comparador con histéresis que controle la señal que entre por el pin 4 si configuramos el comparador 1 para que use su entrada C (*CMP1C*) y el comparador 2 para que use su entrada A (*CMP2A*).

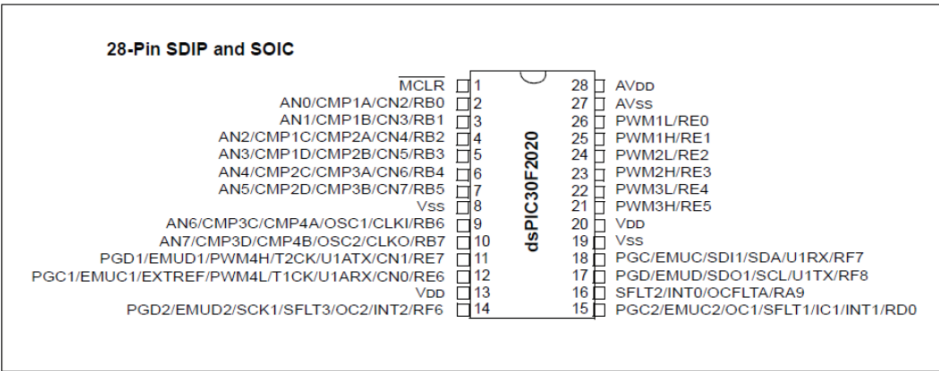


Figura 8-4: Diagrama de pines del microcontrolador *dsPIC30F2020* [163]

El *PS PWM* es un módulo PWM flexible y de buenas prestaciones que se adapta a un gran número de convertidores, pues puede trabajar de manera standard, con salidas complementarias, en modo *Push-Pull*, con múltiples fases, fase variable, etc. No vamos a usar estos modos de funcionamiento en esta implementación, pues lo haremos funcionar de manera asíncrona como si fuese un biestable SR. Para trabajar asíncronamente se deben poner los valores del periodo y del ciclo de trabajo los más altos posibles, reduciendo la frecuencia mínima de funcionamiento. De esta manera, el margen de funcionamiento del comparador con histéresis aumenta, pudiendo reducir su frecuencia de conmutación. Por el contrario, si la



Además, la activación de *CLSTAT* reseteará el periodo del PWM para que *PTMR* vuelva a empezar a contar. Con esta acción, se reseteará el *Fault Mode*, como se ha comentado anteriormente. Cuando la condición *CLSTAT* desaparezca por que la corriente ya sea superior a la mínima, la salida PWM pasará a tener el valor dado por el generador de PWM. Este será 1 hasta que entre en *Fault Mode*, porque se ha superado la corriente máxima, o hasta que se cumpla en *Duty Cycle*, lo cual no es deseable y solo pasará en caso de que la frecuencia sea demasiado baja.

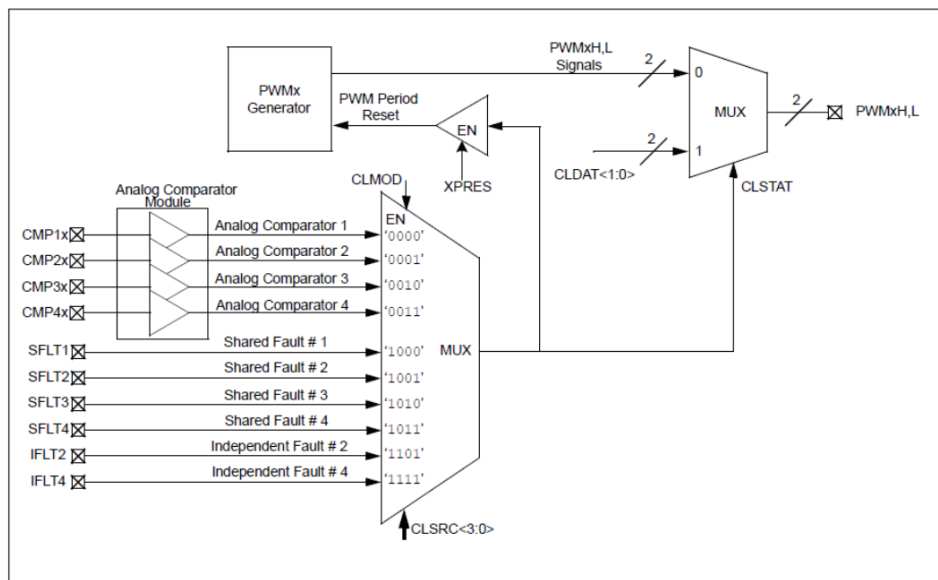


Figura 8-6: Diagrama de bloques del módulo PS PWM en *Current-Limit Mode* [163]

Observando el funcionamiento en *Current-Limit* y *Fault Mode* del PWM podemos afirmar que se comporta, tal y como deseábamos, como una báscula SR asíncrona. En primer lugar es asíncrona pues no espera la señal del reloj para reaccionar. Tan pronto como le llega la señal del comparador da el resultado a la salida, con lo cual la solución es especialmente rápida. En segundo lugar, se comporta como una báscula SR porque cuando la corriente es menor que la mínima el comparador genera una señal de SET que la hace entrar en el *Current-Limit Mode*. Este modo hace que la salida sea 1 hasta que la corriente del inductor es mayor que la máxima. En este caso el comparador correspondiente hace un RESET activando el *Fault Mode*. Este modo de operación pondrá la salida a 0 hasta que la corriente del inductor vuelva a ser menor que la mínima y el comparador de otra vez la orden de SET.

Para implementar el comparador con histéresis como se acaba de describir, el microcontrolador debe ejecutar un programa que incluya la inicialización de los periféricos



introduciendo los valores apropiados en los registros de configuración. Después de la inicialización, la ejecución del comparador con histéresis solo requiere la actualización de los registros *CMPDACx* cuando sea necesario un cambio en el valor de las referencias de los comparadores. Esto requiere un consumo de tiempo de programa despreciable. Por esta razón, el tiempo de proceso del programa puede ser dedicado a ejecutar las rutinas relativas a: cualquier tipo de controlador, procedimientos de seguridad, seguimientos del punto de máxima potencia [166] o de máximo rendimiento, corrector del factor de potencia, superficies de deslizamiento complejas [168], regulación de la frecuencia de conmutación [164], interfaces hombre-máquina, comunicaciones entre diferentes equipos, y hasta controlar convertidores adicionales, como podría ser en convertidores de varias etapas.

### 8.3.2. Aplicación del comparador con histéresis propuesto a convertidores

En la Figura 8-7 se muestra un convertidor conmutado controlado por un comparador con histéresis analógico residente en un microcontrolador, implementado como se ha explicado en el subapartado anterior. También se detalla cómo se organizan sus periféricos internos y como estos se relacionan con el programa y con el convertidor.

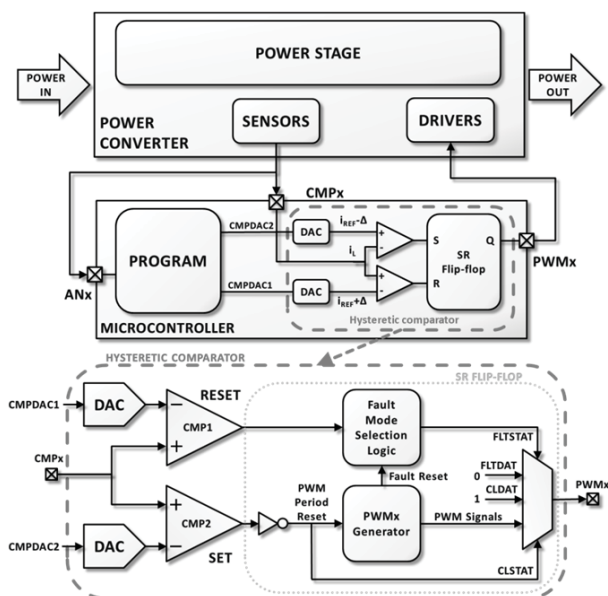


Figura 8-7: Control por histéresis en un convertidor conmutado con un microcontrolador

El comparador, usando los valores de las variables sensadas, envía a los drivers del convertidor las señales de conmutación adecuadas para que el sistema deslice sobre la

superficie especificada. Este comparador analógico usará referencias digitales creadas en el microcontrolador dando lugar a una implementación híbrida (digital y analógica).

El uso de un microcontrolador permite aplicar fácilmente superficies de deslizamiento diferentes y complejas. Por ejemplo, podemos definir una superficie genérica (8.2), que agrupe los términos de dinámica lenta en la función  $g_s$ , y los de dinámica rápida en la función  $f_f$ . Esta función  $f_f$  de las variables de dinámica rápida  $x_i$  entra al microcontrolador por  $CMPx$ . Habitualmente esta función es proporcional a una única variable de estado que, a su vez, suele ser sensada analógicamente. Por el contrario, las referencias  $CMPDACx$ , creadas por el microcontrolador, son el resultado de una función  $g_s$  donde se combinan las variables de estado de dinámica lenta  $x_j$ . Estas variables pueden estar guardadas en memoria o pueden ser adquiridas por el microcontrolador por vía de, por ejemplo, las entradas analógicas  $ANx$ , las entradas digitales y/o mediante buses de comunicación. Si se compara  $f_f$  con  $g_s$ , se obtendrá, en la salida  $PWMx$ , la señal de conmutación adecuada para conseguir que  $f_f$  siga la referencia  $g_s$ . En la práctica, la referencia  $g_s$  se desdoblará en dos referencias para crear una banda de histéresis como la que se observa en (8.3), donde  $\Delta$  es el ancho de histéresis.

$$S(X) = f_f(x_i, k_i) - g_s(x_j, k_j) = 0 \quad (8.2)$$

$$\begin{cases} CMPx = f_f > g_s + \frac{\Delta}{2} = CMPDAC1 \rightarrow u = 0 \\ CMPx = f_f < g_s - \frac{\Delta}{2} = CMPDAC2 \rightarrow u = 1 \end{cases} \quad (8.3)$$

El comparador con histéresis analógico realizado con el microcontrolador, mostrado en la Figura 8-7, funciona de la siguiente manera. Por una lado, si el valor obtenido en  $CMPx$  es mayor que la referencia alta  $CMPDAC1$ , se resetea la salida. El RESET, se hará activando el *Fault Mode*, que forzará el valor de la salida a 0. Por el otro lado, si el valor obtenido en  $CMPx$  es menor que la referencia baja  $CMPDAC2$ , se envía un SET a la salida. El SET, se hará activando el *Current-Limit Mode*. Este modo de operación del módulo PWM fuerza el valor de la salida a 1, resetea el contador del PWM y desactiva el *Fault mode*.

Como consecuencia, se obtiene un comparador con histéresis analógico que da las ordenes de conmutación adecuadas para que la señal que llega al pin  $CMPx$  deslice entre los umbrales,  $CMPDAC1$  y  $CMPDAC2$ , generados digitalmente por el microcontrolador. De este modo, Se pueden controlar muy fácilmente el valor medio de la señal y el ancho de histéresis, que son el valor medio y la diferencia entre las dos referencias respectivamente.

## 8.4. VERIFICACIÓN DEL MÉTODO

### 8.4.1. Introducción

Para verificar las bondades del método propuesto, se ha hecho un test específico. El test es el mostrado en el diagrama de bloques de la Figura 8-8. En él se aplica un control por histéresis a un convertidor *Boost*. Este control forzará la corriente del inductor  $L$  a deslizar entre las dos referencias guardadas en los registros *CMPDAC1* y *CMPDAC2*.

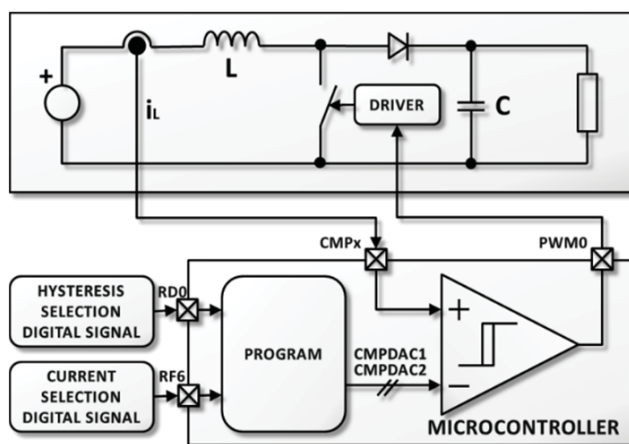


Figura 8-8: Test para verificar el funcionamiento del comparador con histéresis.

### 8.4.2. Detalle del experimento

Se usaran dos entradas digitales para introducir transitorios en el ancho de la banda de histéresis y en el valor medio de la referencia de corriente. Estos transitorios demostraran que el sistema funciona como un comparador con histéresis analógico, y además, lo rápida y fiable que es su respuesta.

Por un lado, con la entrada *RDO*, se escogerá entre dos anchos de histéresis. Por otro lado, con *RF6* se eligen uno entre dos niveles de corriente media predefinidos. Una vez definidos la referencia de corriente y el ancho de la histéresis, se calculará y escribirá los valores que hay que poner en los registros *CMPDAC1* y *CMPDAC2*. El cambio en estos registros modificará la ventana por la cual la señal sensada de la corriente del inductor debe deslizar.

### 8.4.3. Resultados experimentales

En la Figura 8-9, podemos ver los resultados experimentales del test para la verificación del método. En esta captura de osciloscopio, la corriente del inductor se muestra en C1. La salida del comparador con histéresis que activa el interruptor del convertidor aparece en C2. Finalmente, en C3 y C4 se muestra el valor de las señales digitales para elegir el ancho de histéresis y la corriente de referencia respectivamente. Además, se han añadido unas líneas de puntos que indican el valor teórico de las referencias *CMPDAC1* y *CMPDAC2*, permitiendo ilustrar como la corriente permanece en la banda de histéresis.

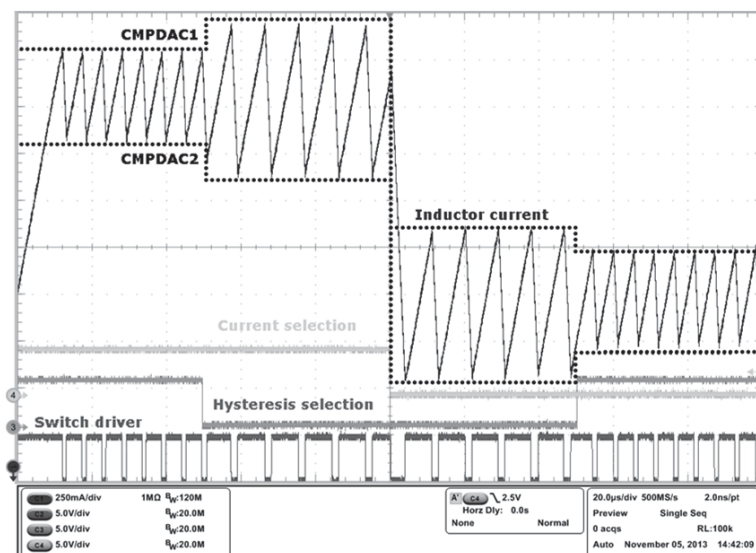


Figura 8-9: Test para verificar el comportamiento del método propuesto

Tal y como se aprecia en la Figura 8-9, la corriente del inductor crece velozmente hasta alcanzar la referencia *CMPDAC1*. Esto ocurre a la velocidad mayor posible, sólo limitada por la inductancia y el valor de las tensiones de entrada y salida. Cuando alcanza la referencia de valor alto, se da orden al interruptor de apertura. Entonces, la corriente descende hasta alcanzar el valor de *CMPDAC2*, volviendo a activar el interruptor para que la corriente vuelva a crecer y se mantenga deslizando entre las referencias.

En segundo lugar, el ancho de la histéresis aumenta, debido a un cambio en la entrada digital de selección del ancho de histéresis, reduciéndose, consecuentemente, la frecuencia de conmutación. En tercer lugar, aparece un cambio en la entrada digital *RF6*. Esto conduce a la selección de una corriente de referencia menor, ajustando el valor de las referencias. Luego se produce un transitorio en la corriente para adaptarse muy rápidamente a las nuevas

referencias. Finalmente, otro cambio en la entrada de selección del ancho de histéresis da lugar a una reducción de la separación entre las referencias, aumentando la frecuencia de conmutación.

Estos resultados experimentales, validan el correcto funcionamiento del comparador con histéresis, mostrando que el sistema responde de manera casi inmediata a los cambios en las referencias de corriente y ancho de histéresis. Además, como el consumo de tiempo de ejecución es mínimo, con lo cual queda libre para ejecutar cualquier algoritmo.

### 8.4.4. Comparativa de su rapidez frente al equivalente analógico

Se ha realizado otra prueba para demostrar la rapidez del comparador. En este caso, se compara su respuesta con la de un comparador con histéresis analógico implementado con dos comparadores LM319 y un biestable CD4027. Se ha escogido esta topología de comparador con histéresis analógico porque su funcionamiento es equivalente al del comparador implementado dentro del microcontrolador. En la Figura 8-10 se muestra un esquema de los dos montajes comparados.

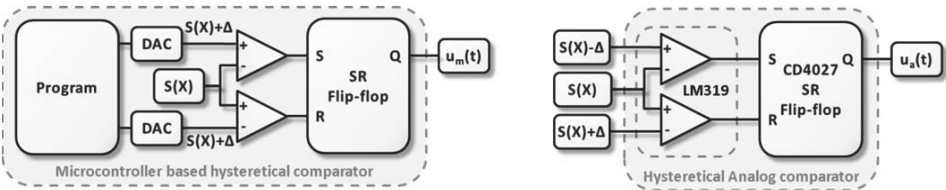


Figura 8-10: Comparación entre los comparadores con histéresis analógico e híbrido

Para comprobar cuál es más rápido, se ha aplicado a los dos compradores una señal cuadrada  $S(X)$  a su entrada y se han observado las señales de salida,  $u_m(t)$  para el comparador implementado en el microcontrolador y  $u_a(t)$  para el comparador implementado de forma analógica. Comparando visualmente estas señales se puede calcular el retardo generado por cada comparador.

En la Figura 8-11 podemos ver el retardo de la señal de subida. En esta figura se observa en el canal 1, en amarillo, la señal de entrada  $S(X)$ , en el canal 2, en azul celeste, la salida del microcontrolador  $u_m(t)$ , y en el canal 4, en verde, la salida del comparador analógico  $u_a(t)$ . Observamos que este retardo es prácticamente el mismo en comparador realizado en el microcontrolador y el analógico, alrededor de los 90 ns.

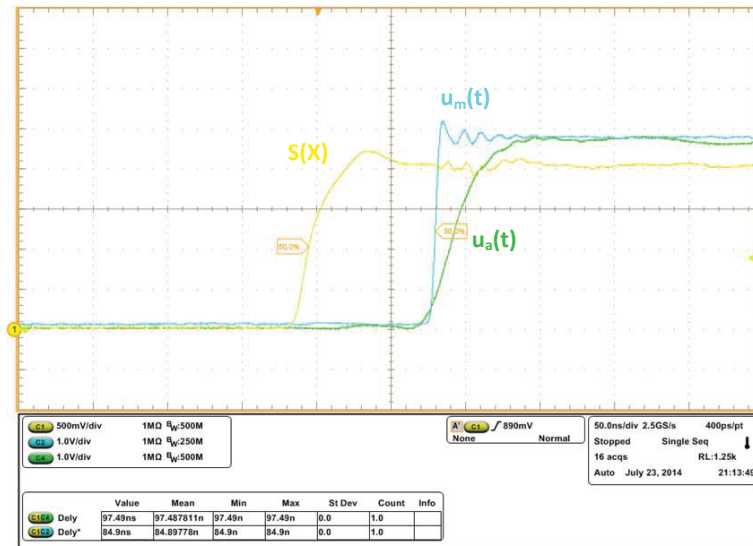


Figura 8-11: Retardo en subida del comparador con histéresis

Por otro lado en la Figura 8-12 se observa el transitorio de bajada. En este caso se ve como el retardo en el comparador realizado con el microcontrolador es de unos 35 ns, muy inferior al de la subida. En cambio, el comparador analógico es mucho más lento, tardando casi 200 ns en bajar.

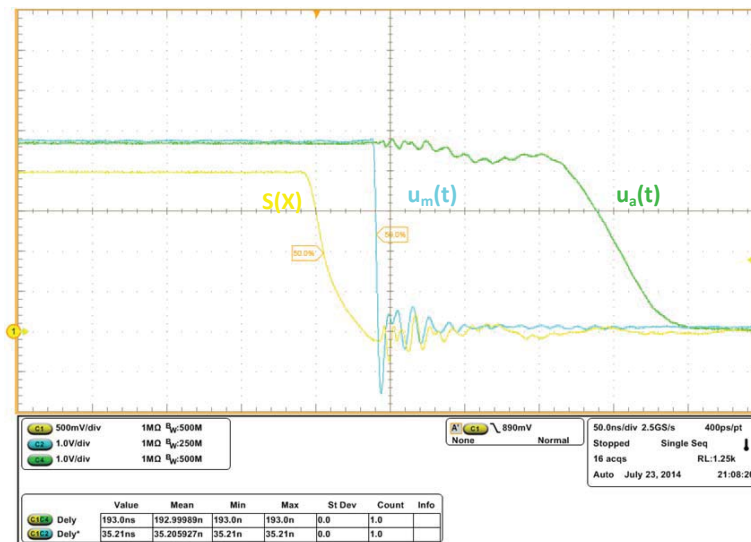


Figura 8-12: Retardo en bajada del comparador con histéresis

Este último experimento demuestra que la implementación del comparador con histéresis con el microcontrolador es igual o incluso más rápida que su equivalente realización analógica.

## 8.5. APLICACIÓN PRÁCTICA: IMPLEMENTACIÓN DE SPD

La aplicación práctica que inspiró el desarrollo de un controlador por histéresis totalmente integrado en un microcontrolador, fue la implementación del controlador para un SPD, cuyo funcionamiento se ha explicado en anteriores capítulos de esta tesis.

Para recapitular, el SPD se controlará en la mayoría de los casos mediante un control en modo deslizamiento. Este control por histéresis, es más rápido y estable que un control PWM, debido al lazo de control adicional requerido en el caso PWM. Como además las superficies de controlar en un SPD son bastante complejas, una implementación basada en microcontrolador es especialmente interesante.

Las superficies de deslizamiento a implementar en un SPD dependen de la tensión de salida  $V_O$ , de la potencia de referencia  $P_{REF}$  y, en algunos casos, de la tensión de entrada  $V_g$ . Además, la potencia de referencia  $P_{REF}$  variará en función de las necesidades del usuario y/o del sistema. De hecho, esta referencia puede provenir de una memoria, de las variables medidas en el sistema, de buses de comunicaciones o de una interface hombre-máquina. Otro aspecto que recomienda el uso del microcontrolador es poder cambiar fácilmente los puntos característicos de la forma de la curva  $P_O(V_O)$  de salida. De esta forma podemos seleccionar el punto de trabajo para encontrar el óptimo, o simplemente desconectar los paneles solares.

La implementación del control en el microcontrolador se hará mediante un programa que se ajusta al diagrama de bloques de la Figura 8-13.

Al empezar el programa, lo primero que hay que hacer es inicializar las variables y los registros de configuración. Estos registros son los correspondientes a los comparadores, al PWM, al ADC, a las interrupciones, a los *Timers* y a cualquiera que fuera necesario para los distintos algoritmos que se quisieran implementar (Comunicaciones, entradas, etc.).

Con la inicialización realizada, llega la adquisición de la tensión de salida  $V_O$ . Esta tensión se comparará con los puntos característicos  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  y  $V_{BD}$  para encontrar en que región de funcionamiento está el sistema (A, B, C o D), y por lo tanto, cual es la función que hay que aplicar para encontrar la potencia de salida  $P_O$  deseada.

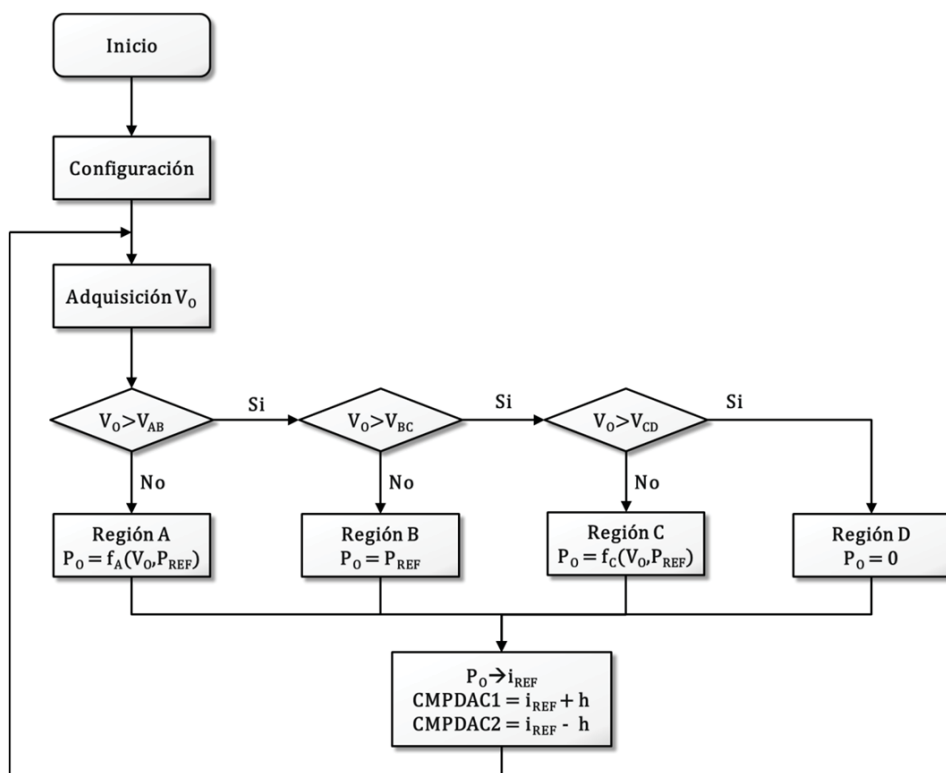


Figura 8-13: Diagrama de flujo de la implementación del SPD en un microcontrolador

Cuando se sabe la región de trabajo, y por tanto la función a implementar, se calcula  $P_0$  en función de  $P_{REF}$  y  $V_0$ . Una vez conocida  $P_0$  se obtendrá  $i_{REF}$ . Esta dependerá de la tensión de salida  $V_0$  cuando el inductor controlado está en la salida, de la de entrada  $V_g$  cuando el inductor controlado está en la entrada, o será el resultado de un lazo de regulación adicional de la corriente de salida, si el inductor controlado no está en la entrada ni en la salida.

Una vez conocido el valor de  $i_{REF}$ , se sumará o restará el ancho de histéresis  $h$  y se escribirá su valor en los registros *CMPDAC1* y *CMPDAC2* de los comparadores. Entonces queda esperar a una nueva adquisición de  $V_0$  para volver a empezar.

Este algoritmo descrito se realizará periódicamente, y por tanto, como mayor sea la frecuencia de actualización de los registros, mayor será el ancho de banda del SPD, pero sobrarán menos tiempo de ejecución para realizar otros algoritmos, como pueden ser aquellos relativos a la generación de la potencia de referencia  $P_{REF}$ . Se ha observado experimentalmente que, aunque la actualización de los registros se puede hacer bastante más rápido, es suficiente con actualizar los registros en frecuencias del orden de kilohertzios para conseguir que el



sistema responda de manera adecuada. Esta reducción de la frecuencia de actualización permite la ejecución de otros algoritmos en el mismo microcontrolador.

En los capítulos 5, 6 y 7 se muestran numerosos resultados experimentales de la implementación del SPD usando un controlador con histéresis integrado en un microcontrolador.

## 8.6. APLICACIÓN PRÁCTICA: IMPLEMENTACIÓN DE MPPT

Una aplicación muy típica donde es muy útil la implementación de un control por histéresis usando microcontroladores son los convertidores orientados a extraer o evacuar la máxima potencia posible de los campos solares fotovoltaicos. En esta aplicación va muy bien el control por histéresis, forzando la corriente de los paneles para que tome el valor calculado por un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia programando en el microcontrolador. El uso del microcontrolador para realizar el algoritmo MPPT aportará mayor flexibilidad, permitiendo la ejecución de algoritmos más sofisticados y eficientes que los que se pudieran hacer con dispositivos analógicos convencionales.

En este apartado se explicará cómo incorporar campo solar a un bus DC de una microrred como la presentada en el apartado 7.6. Este campo solar está formado por 6 paneles en serie de silicio monocristalino del modelo *SHARP NT-170U1*. Con lo cual se obtendrán, en condiciones nominales, 1020 W a una tensión de 213 V y una corriente de 4.8 A. Para adaptar el campo solar al bus de continua, cuya tensión puede variar entre 270 y 370 V, una buena solución puede ser el convertidor *Boost* con filtro de salida. Este convertidor es muy adecuado para realizar estas pequeñas elevaciones de tensión y con el filtro de salida, la corriente cedida al bus de continua tendrá un nivel de armónicos bajo. El esquema del montaje se puede ver en la Figura 8-14.

El algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia implementado ha sido el de perturbación y observación explicado en el apartado 2.3.4.2. Este ha dado lugar a un buen seguimiento del punto de máxima potencia. El test para comprobar su funcionamiento se hizo con un emulador de panel solar *Elgar TerraSAS ETS1000X10*. Con este emulador se pueden hacer experimentos repetibles, y simular transitorios del nivel de irradiación para poder comprobar de la mejor manera, y en las condiciones más adversas posibles, el buen funcionamiento del adaptador.

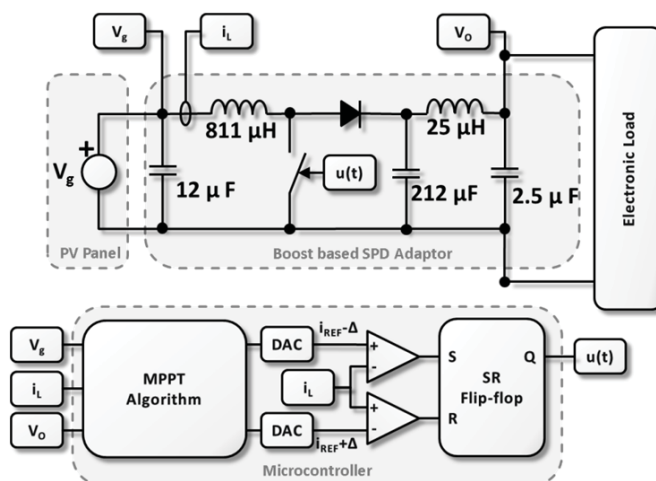


Figura 8-14: Esquema de la implementación de un convertidor *Boost* con algoritmo MPPT

Como se puede apreciar en la Figura 8-15, la tensión y la corriente de entrada del convertidor, es decir, las del panel solar, oscilan alrededor del punto de máxima potencia. El convertidor entrega a la salida una tensión de 300 V, forzada por la microrred, y una corriente prácticamente constante gracias a que estamos oscilando muy cerca del punto de máxima potencia del campo solar.

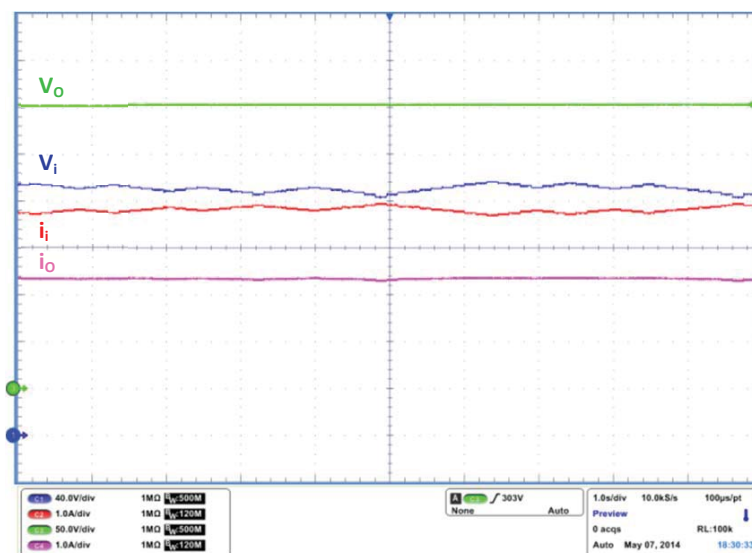


Figura 8-15: Resultado experimental de la implementación del *Boost* MPPT

También se comprobó que el algoritmo MMPT implementado era capaz de responder a transitorios en la irradiación. Para ello se observó en el osciloscopio su comportamiento

frente a estos transitorios. El osciloscopio se hace funcionar en modo XY, donde el eje de las abscisas muestra la tensión del panel y el de las ordenadas su corriente. En la Figura 8-16 se comprueba como a cada cambio brusco en la irradiación, el sistema busca el punto de máxima potencia y lo encuentra en las zonas en verde, donde tiende a estar.

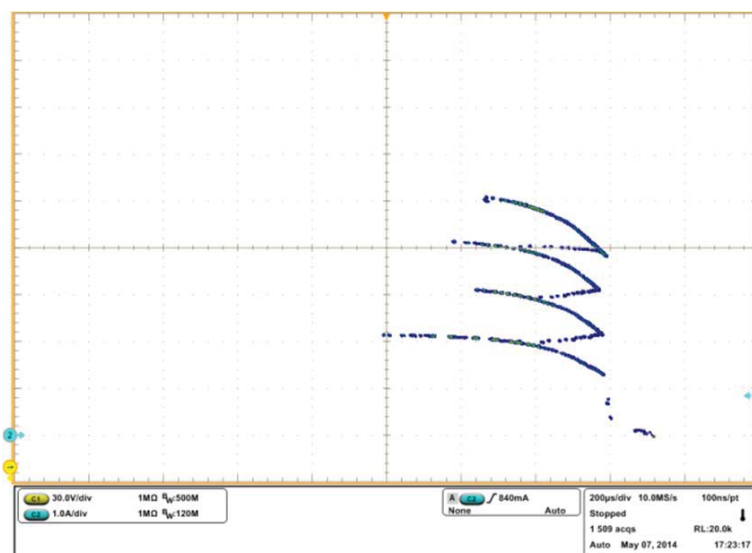


Figura 8-16: Verificación del seguimiento del MPP para cambios en la irradiación

## 8.7. APLICACIÓN PRÁCTICA: IMPLEMENTACIÓN PFC Y REGULACIÓN DE FRECUENCIA

### 8.7.1. Introducción

Aunque el método presentado puede ser aplicado a todo tipo de convertidores y aplicaciones debido a la gran variedad de algoritmos que pueden programarse, se escogió como ejemplo, un rectificador *Boost* con regulación de la tensión de salida y corrección del factor de potencia.

El ejemplo será doble: a) conmutando a frecuencia variable con referencia externa para la corriente del inductor  $i_L(t)$ , y b) conmutando a frecuencia constante usando referencia interna del microcontrolador para  $i_L(t)$ .

Existen en la literatura numerosas estructuras de conversión para realizar la conversión de AC a DC [169, 170]. Se escogió la topología *Boost* con puente de diodos por su sencillez y por ser la más usada actualmente como *front-end* [171], aunque se prevé que se

impongan topologías más eficientes, aunque más difíciles de controlar, como lo son las *Bridgeless* [172].

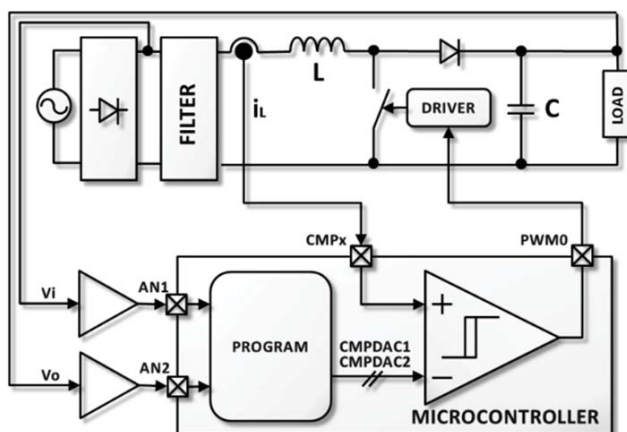


Figura 8-17: Diagrama de bloques del rectificador *Boost* con regulación de la tensión

En la Figura 8-17, se puede ver el diagrama de bloques del equipo. Se trata de un convertidor *Boost* con filtro de entrada y puente rectificador. En la realización de rectificadores de un solo interruptor es habitual tener que decidir entre obtener una buena regulación de salida, con rizado de tensión de salida de valor reducido, o una buena corrección del factor de potencia [173]. Para reducir el rizado de la tensión de salida, se ha sobredimensionado el condensador de salida. Así se consigue que, aun haciendo un buen control del factor de potencia, el rizado en la salida sea moderado.

El filtro de entrada se ha desarrollado sobre la base de un filtro de banda eliminada con el objetivo de retener el primer armónico de conmutación de la corriente sin distorsionar la componente fundamental de 50 Hz. Se podría mejorar el resultado, introduciendo un filtro paso-bajo como el que se presenta en [174]. Con este, se reducirían otros armónicos de la frecuencia de conmutación, mejorando aún más el espectro de entrada obtenido.

La implementación práctica se ha realizado con un sistema alimentado a 24 V<sub>RMS</sub>, dando en la salida 48 V y con una potencia de 50 W.

### 8.7.2. Rectificador con frecuencia variable y referencia externa

El sistema se controlará mediante el comparador con histéresis analógico descrito en los apartados anteriores. La superficie de deslizamiento a alcanzar se muestra en (8.4) y la banda de histéresis en (8.5). En esta configuración, el circuito de comporta como un resistor

libre de pérdidas [77]. La conductancia  $g(n)$  será básicamente el resultado del controlador  $PI$  (8.7) con el objetivo de conseguir que la tensión de salida sea la deseada.

$$S(X, t) = i_L(t) - g(n) \cdot V_i(n) = 0 \quad (8.4)$$

$$\begin{cases} i_L(t) > g(n) \cdot V_i(n) + \frac{\Delta}{2} = \text{CMPDAC1} \rightarrow u = 0 \\ i_L(t) < g(n) \cdot V_i(n) - \frac{\Delta}{2} = \text{CMPDAC2} \rightarrow u = 1 \end{cases} \quad (8.5)$$

$$e(n) = V_{REF} - V_o(n) \quad (8.6)$$

$$g(n) = g(n-1) + k_1 \cdot e(n) + k_2 \cdot e(n-1) \quad (8.7)$$

Un *timer* ordena muestrear las señales analógicas  $V_i$  y  $V_o$  periódicamente con un tiempo de muestreo  $T_m$ . Una vez han sido adquiridas, se genera una interrupción, en la rutina de atención de la cual se ejecutará el algoritmo del controlador, actualizando las referencias del comparador según las ecuaciones (8.5), (8.6) y (8.7).

En la figura 5a, se muestran las formas de onda obtenidas. Estas, están realizadas cumpliendo de forma estricta (8.5), es decir, multiplicando  $g(n)$  por  $V_i(n)$  y con una  $\Delta$  fija. Con esta figura, podemos ver que se obtiene una buena corrección del factor de potencia debido al uso de la superficie de deslizamiento descrita en (8.4).

El filtro de entrada reduce el rizado de conmutación de la corriente razonablemente bien. Se observa como en las zonas cercanas a cero su comportamiento empeora. Este hecho se debe a que la frecuencia en este punto se reduce, saliendo de la zona en la que el filtro es capaz de absorber. Debemos recordar que la frecuencia de conmutación va a depender de  $\Delta$ , de la inductancia y de las tensiones de entrada y salida. Otro aspecto interesante es la distorsión de cruce o paso por cero. Esta es debida a que el puente rectificador situado en la entrada del convertidor no es ideal. Por ello la tensión  $V_i(n)$  que adquiere el microcontrolador está distorsionada, reproduciéndose esta distorsión en la forma de corriente.

Los resultados vistos en la Figura 8-18 pueden ser mejorados mediante el uso de unos algoritmos adicionales que se ejecutan en el microcontrolador.

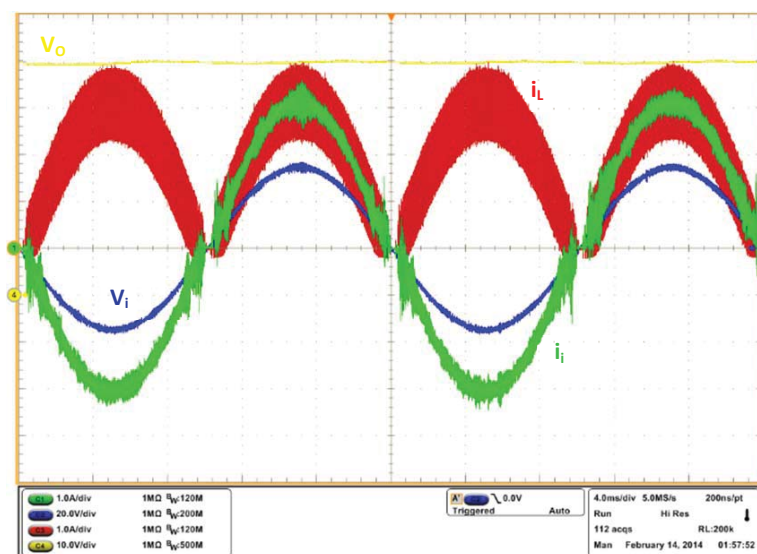


Figura 8-18: Resultados del rectificador con referencia externa y  $\Delta$  constante

### 8.7.3. Rectificador conmutando a frecuencia constante y referencia interna

La primera mejora propuesta, consiste en cambiar la señal  $V_i(n)$ , que sabemos distorsionada, por una referencia interna sinusoidal. Esta referencia se puede crear en la inicialización y se puede usar para crear la corriente de referencia, multiplicándola por  $g(n)$ . Con esta aplicación eliminamos el error en el paso por cero y aseguramos que la corriente de entrada es sinusoidal aunque que la tensión de entrada esté distorsionada. Hay que tener en cuenta que es muy importante la sincronización de la referencia con la tensión de entrada. Para ello se ejecutará un algoritmo que, teniendo en cuenta la tensión de entrada  $V_i$ , velará por la perfecta sincronización entre las dos señales.

Otra mejora muy importante se producirá si ajustamos el ancho de histéresis  $\Delta$  con el fin de mantener la frecuencia acotada. De hecho, la frecuencia se puede controlar para ser constante en régimen sinusoidal permanente. Esto será muy útil para poder sintonizar la frecuencia de conmutación con el filtro de entrada y así eliminar el armónico principal y más importante del ruido de conmutación en la corriente de entrada.

El ajuste de  $\Delta$  se puede hacer mediante un *feed-forward* y/o con un lazo cerrado de control. Con lazo cerrado de control conseguiremos eliminar el error en estado estacionario en el periodo de conmutación. Para controlar la frecuencia de conmutación, se requiere conocer en todo momento, el periodo de conmutación real  $T_s$ .

La adquisición del periodo de conmutación  $T_s$  se puede hacer gestionando un *timer* a partir una interrupción generada con la señal de conmutación. Una opción para generar la interrupción es activarla cuando se hace un *reset* al entrar *PWM Fault mode*. Para ello solo hay que indicarlo en los registros de configuración. La rutina de atención a esta interrupción, que se activará cada  $T_s$  segundos, es decir, a la frecuencia de conmutación, leerá el valor de un *timer*. A continuación, se pondrá el valor del *timer* a cero para que este pueda empezar a contar la duración del siguiente periodo. El valor de este *timer*, que nos indica el periodo de conmutación  $T_s$ , es pues, el tiempo entre este *reset* y el anterior. El valor de  $T_s$  es guardado en una variable para ser leída dentro de la rutina de regulación del ancho de histéresis.

En la función en la que se ejecutan los algoritmos de control, que se ejecuta periódicamente cada  $T_m$  segundos, también se ejecuta la rutina de regulación de la histéresis.

Si se controla la frecuencia de conmutación en lazo cerrado, en esa rutina, el periodo medido  $T_s$  se restará del periodo deseado  $T_{sREF}$  obteniendo el error en el periodo  $E_{T_s}$ . Para minimizar el error  $E_{T_s}$  se puede aplicar cualquier controlador que vaya modificando adecuadamente el ancho de histéresis  $\Delta$ . En este caso particular, se ha utilizado un integrador.

Nótese que el periodo de conmutación  $T_s$  y el periodo de muestreo de las señales y ejecución de los algoritmos de control  $T_m$  son diferentes. Si  $T_s$  es mayor que  $T_m$ , algunos valores de  $T_s$  pueden ser utilizados varias veces por el algoritmo de control. Aunque esto supone rebajar la frecuencia real de muestreo a la de conmutación, no debería ser ningún problema a frecuencias de conmutación habituales. En cambio, si  $T_s$  es menor que  $T_m$ , se generan los valores de periodo  $T_s$  más rápido de lo que se pueden leer y utilizar en el algoritmo. Este hecho no debe causar ningún problema siempre que el valor de  $T_s$  varíe lentamente. Es decir, que el ancho de banda de la variación de la frecuencia de conmutación  $f_s=1/T_s$  debe ser mucho menor que la mitad de la frecuencia de muestreo  $T_m$ . Normalmente, la frecuencia de conmutación, aún sin ser regulada, suele tener una variación lenta.

La otra opción para ajustar la frecuencia de conmutación, funciona en lazo abierto, y consiste en utilizar un *feed-forward* para calcular la  $\Delta$  teórica en cada momento. Por ejemplo, en el caso del convertidor Boost, se puede calcular  $\Delta$  según la formula (8.8), donde  $L_T$  es el valor teórico del inductor, y  $f$  es la frecuencia de conmutación deseada. Este es un sistema muy rápido y sencillo. El inconveniente que tiene es que no asegura eliminar el error de frecuencia en estado estacionario, porque es vulnerable a las tolerancias en los sensores de tensión y a las variaciones en el valor del inductor en función del punto de trabajo.

$$\Delta(n) = \frac{V_i(n) \cdot (V_o - V_i(n))}{L \cdot V_o \cdot f} \quad (8.8)$$

Una opción mejor, que de hecho ha sido la implementada, es la unión del *feed-forward* con el lazo cerrado. El primero nos acerca muy rápidamente al punto de trabajo y el otro elimina los errores en frecuencia que el lazo *feed-forward* no puede corregir.

#### 8.7.4. Estudio de la estabilidad de la regulación de la frecuencia

Para implementar con garantías el lazo de regulación de la frecuencia se ha procedido al análisis de su estabilidad. En primer lugar se estudia la estabilidad de la opción en lazo cerrado, después la del *feed-forward* y, finalmente, la de la unión de las aportaciones de los dos métodos para aprovechar todas sus ventajas y minimizar sus inconvenientes.

##### 8.7.4.1. Estudio de la estabilidad del lazo de regulación de frecuencia

La primera opción para regular la frecuencia de conmutación del convertidor controlado mediante un comparador con histéresis, es la de ajustar el ancho de histéresis usando un lazo cerrado de control. Este lazo se realizará mediante un algoritmo que se ejecutará, igual que los otros algoritmos de control, periódicamente cada  $T_m$  segundos.

Este lazo utilizará el valor del periodo de conmutación  $T_s$  medido con el *timer* dedicado a esta misión. Su valor, previamente guardado en una variable, se comparará con el del periodo de referencia  $T_{sREF}$  para obtener el error cometido  $E_{T_s}$ . A este error se le aplicará una red de compensación  $H(s)$  que se encargará de dar el ancho de histéresis  $\Delta$  adecuado para que este error tienda a cero. El diagrama de bloques del lazo de regulación de la frecuencia se aprecia en la Figura 8-19. En esta figura aparecen como entradas, las perturbaciones en pequeña señal del periodo de conmutación de referencia  $T_{sREF}$ , de la tensión de entrada  $V_g$  y de la tensión de salida  $V_o$ . La salida del sistema es el ancho de histéresis  $\Delta$  que debe tener el comparador.

Además, en el diagrama de bloques se muestran las funciones de transferencia  $G_1(z)$ ,  $G_2(z)$  y  $G_3(z)$ , que modelarán como afectan las perturbaciones en las entradas y la salida al periodo de conmutación  $T_s$  debido al comportamiento de la planta. También se modela el retardo con el que el microcontrolador obtiene el ancho de histéresis a partir de los valores sensados en la planta. Este retardo es debido a que el algoritmo se ejecuta en tiempo discreto con un periodo de muestreo  $T_m$ .



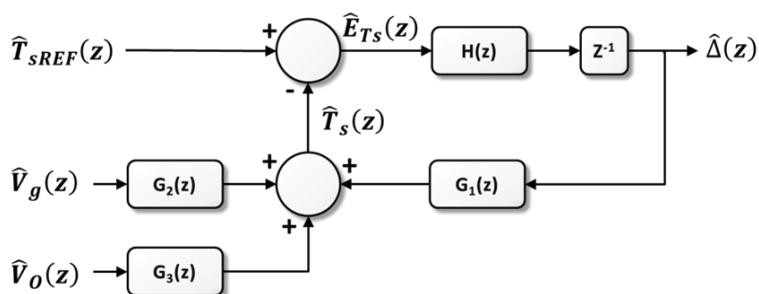


Figura 8-19: Diagrama de bloques del lazo de regulación de la frecuencia

Para empezar a modelar el comportamiento del sistema, observaremos la relación entre los parámetros del convertidor *Boost* y el periodo de la señal de conmutación, es decir, su frecuencia. Estos parámetros son el ancho de histéresis  $\Delta$ , la el valor de la inductancia de la bobina real  $L_R$ , la tensión de entrada  $V_g$  y la tensión de salida  $V_o$ . Esta relación es:

$$T_s = \frac{\Delta \cdot L_R \cdot V_o}{V_g \cdot (V_o - V_g)} \quad (8.9)$$

Entonces, si linealizamos la relación entre los parámetros del convertidor y el periodo de conmutación, encontramos el modelo en pequeña señal.

$$T_{sq} + \hat{T}_s = \frac{L_R \cdot (V_{oQ} + \hat{V}_o)}{(V_{gQ} + \hat{V}_g) \cdot (V_{oQ} + \hat{V}_o - V_{gQ} - \hat{V}_g)} \cdot (\Delta_Q + \hat{\Delta}) \quad (8.10)$$

Transformando en el dominio transformado Z el modelo en pequeña señal, se obtienen las funciones de transferencia  $G_1(z)$ ,  $G_2(z)$  y  $G_3(z)$ , que modelan como afectan al periodo de conmutación las demás variables.

$$G_1(z) = \frac{\hat{T}_s(z)}{\hat{\Delta}(z)} = \frac{L_R \cdot V_{oQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \quad (8.11)$$

$$G_2(z) = \frac{\hat{T}_s(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{-T_{sq} \cdot (V_{oQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \quad (8.12)$$

$$G_3(z) = \frac{\hat{T}_s(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{L_R \cdot \Delta_Q - T_{sq} \cdot V_{gQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \quad (8.13)$$

Definamos ahora, cuál va a ser la función de transferencia  $H(z)$  de la red de compensación para hacer que el error del periodo  $E_{Ts}$  tienda a cero en estado estacionario.

En este caso, se ha escogido un integrador con algoritmo *Backward Euler*, por su sencillez de implementación. La función de transferencia del integrador es (8.14).

$$H(z) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{E}_{Ts}(z)} = \frac{T_m \cdot z}{(z-1)} \quad (8.14)$$

Llegados a este punto, teniendo en cuenta el diagrama de bloques de la Figura 8-19, podemos obtener la función de transferencia global del sistema. Esta función modela como afectan las perturbaciones en las entradas a las variaciones de pequeña señal del ancho de histéresis  $\Delta$ .

$$\hat{\Delta}(z) = \frac{(\hat{T}_{sREF}(z) - G_2 \cdot \hat{V}_g(z) - G_3 \cdot \hat{V}_o(z)) \cdot H(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.15)$$

A partir de la función de transferencia global, aplicando el principio de superposición, y sustituyendo en ella los valores de  $H(z)$ ,  $G_1(z)$ ,  $G_2(z)$  y  $G_3(z)$ , se obtienen las funciones de transferencia para cada una de las perturbaciones de entrada.

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{T}_{sREF}(z)} = \frac{H(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.16)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{T}_{sREF}(z)} = \frac{T_m}{z + \frac{L_R \cdot V_{OQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} - 1} \quad (8.17)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{-G_2 \cdot H(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.18)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{\frac{T_{sQ} \cdot (V_{OQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \cdot T_m}{z + \frac{L_R \cdot V_{OQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} - 1} \quad (8.19)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{-G_3 \cdot H(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.20)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{\frac{T_{sQ} \cdot V_{gQ} - L_R \cdot \Delta_Q}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \cdot T_m}{z + \frac{L_R \cdot V_{OQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} - 1} \quad (8.21)$$

Observando estas funciones de transferencia, vemos que los denominadores son iguales y que en los numeradores solo cambia la ganancia. De hecho, en todas las funciones de transferencia aparece el polo que se muestra en (8.22). Para que este polo sea estable debe estar dentro del círculo unidad, es decir, cumplir la condición (8.23). Esta condición se cumplirá si los valores de los parámetros del convertidor satisfacen (8.24). Para que no sea así, y el sistema se inestabilice, estos parámetros deberían tener unos valores muy extremos, como podría ser una tensión de salida igual que a la de entrada. Pero en condiciones de operación normal, el sistema es estable.

$$z_p = 1 - \frac{L_R \cdot V_{OQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \quad (8.22)$$

$$-1 < 1 - \frac{L_R \cdot V_{OQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} < 1 \quad (8.23)$$

$$\frac{L_R \cdot V_{OQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} < 2 \quad (8.24)$$

#### 8.7.4.2. Estudio de la estabilidad del *feed-forward* de frecuencia

A continuación se va a analizar el ajuste del ancho de histéresis  $\Delta$  mediante un *feed-forward*. En primer lugar definiremos como el *feed-forward* debe ajustar el ancho de histéresis  $\Delta$  a partir de los valores de los parámetros de entrada del convertidor. Estos parámetros son el periodo de conmutación requerido  $T_{sREF}$ , el valor teórico de la inductancia de la bobina  $L_T$ , la tensión de entrada  $V_g$  y la tensión de salida  $V_O$ .

$$\Delta = \frac{T_{sREF} \cdot V_g \cdot (V_O - V_g)}{L_T \cdot V_O} \quad (8.25)$$

Nótese que, en este caso, se parte del valor teórico de la inductancia, no el real. Con lo cual, para minimizar el error cometido, se deberá usar un valor teórico lo más cercano posible al real. Además, el valor real de la inductancia de la bobina del convertidor puede cambiar considerablemente en función del punto de trabajo. Esto implica que se requiere un inductor muy estable en su valor para que el método de regulación de la frecuencia mediante *feed-forward* sea preciso.

Una vez definida la relación entre el ancho de histéresis y los parámetros del convertidor, linealizaremos esta relación para encontrar el modelo en pequeña señal.

$$\Delta_Q + \hat{\Delta} = \frac{(T_{sREFQ} + \hat{T}_{sREF}) \cdot (V_{gQ} + \hat{V}_g) \cdot (V_{oQ} - V_{gQ} + \hat{V}_o - \hat{V}_g)}{L_T \cdot (V_{oQ} + \hat{V}_o)} \quad (8.26)$$

$$(\Delta_Q + \hat{\Delta}) \cdot L_T \cdot (V_{oQ} + \hat{V}_o) = (T_{sREFQ} + \hat{T}_{sREF}) \cdot (V_{gQ} + \hat{V}_g) \cdot (V_{oQ} - V_{gQ} + \hat{V}_o - \hat{V}_g) \quad (8.27)$$

$$L_T \cdot (\Delta_Q \cdot \hat{V}_o + \hat{\Delta} \cdot V_{oQ}) = (T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} \cdot \hat{V}_o - 2 \cdot T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} \cdot \hat{V}_g + T_{sREFQ} \cdot V_{oQ} \cdot \hat{V}_g + V_{gQ} \cdot V_{oQ} \cdot \hat{T}_{sREF} - \hat{T}_{sREF} \cdot V_{gQ}^2) \quad (8.28)$$

$$\hat{\Delta} \cdot L_T \cdot V_{oQ} = (T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q) \cdot \hat{V}_o + T_{sREFQ} \cdot (V_{oQ} - 2 \cdot V_{gQ}) \cdot \hat{V}_g + V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ}) \cdot \hat{T}_{sREF} \quad (8.29)$$

Si hacemos la transformada de la  $z$  del modelo de pequeña señal, obtendremos la función de transferencia entre las perturbaciones de entrada y el ancho de histéresis.

$$\hat{\Delta}(z) = \frac{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{oQ}} \cdot \hat{T}_{sREF}(z) + \frac{T_{sREFQ} \cdot (V_{oQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{L_T \cdot V_{oQ}} \cdot \hat{V}_g(z) + \frac{(T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q)}{L_T \cdot V_{oQ}} \cdot \hat{V}_o(z) \quad (8.30)$$

Las funciones de transferencia particularizadas para cada perturbación son:

$$G_4(s) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{T}_{sREF}(z)} = \frac{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{oQ}} \quad (8.31)$$

$$G_5(s) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{T_{sREFQ} \cdot (V_{oQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{L_T \cdot V_{oQ}} \quad (8.32)$$

$$G_6(s) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{(T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q)}{L_T \cdot V_{oQ}} \quad (8.33)$$

A partir de estas funciones podemos crear el diagrama de bloques que modela la relación entre el ancho de la histéresis  $\Delta$  y las perturbaciones en el convertidor *Boost*. En el diagrama de bloques se deberá tener en cuenta el retardo introducido por el microcontrolador entre que toma las muestras y da la salida.

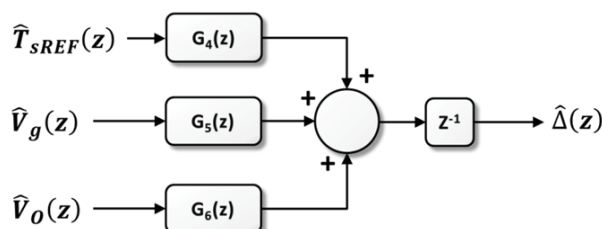


Figura 8-20: Diagrama de bloques del *feed-forward* de frecuencia

Teniendo en cuenta el retardo, la función de transferencia global del sistema será:

$$\hat{\Delta}(z) = \frac{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{OQ} \cdot z} \cdot \hat{T}_{sREF}(z) + \frac{T_{sREFQ} \cdot (V_{OQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{L_T \cdot V_{OQ} \cdot z} \cdot \hat{V}_g(z) + \frac{(T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q)}{L_T \cdot V_{OQ} \cdot z} \cdot \hat{V}_O(z) \quad (8.34)$$

Obsérvese que la función de transferencia resultante tiene un polo en el origen. Por esta razón, podemos afirmar que el *feed-forward* es estable para cualquier valor en los parámetros de entrada.

#### 8.7.4.3. Estudio de la estabilidad de la suma del *feed-forward* y el lazo cerrado de frecuencia

Una vez visto que los dos métodos propuestos para regular la frecuencia de conmutación son estables, vamos a comprobar que la combinación de ambos es estable.

Uniendo sus contribuciones se conseguirá obtener sus ventajas y cancelar sus inconvenientes. De esta manera, se encontrará un punto de trabajo rápidamente usando el *feed-forward* y se corregirá el error que este tiene, debido a la imprecisión en los parámetros teóricos que usa, con la aportación del lazo cerrado. El diagrama de bloques que modela el sistema completo se muestra en la Figura 8-21.

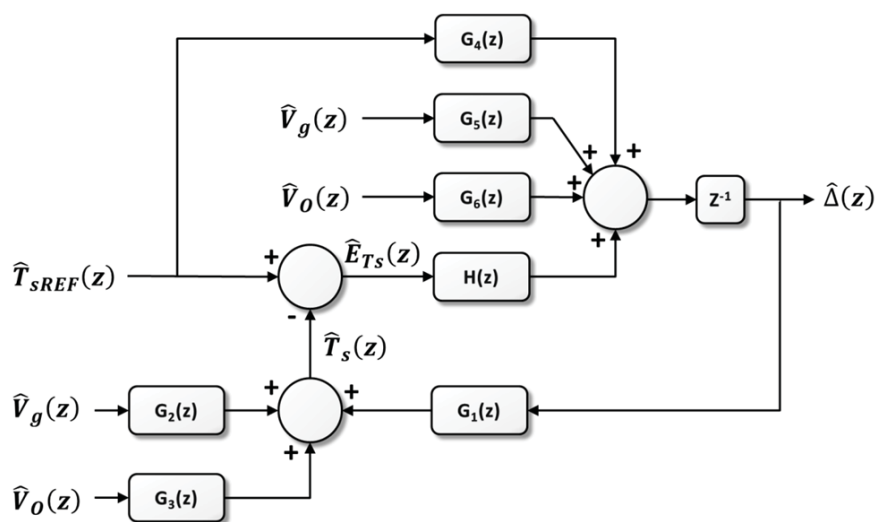


Figura 8-21: Diagrama de bloques del regulador de frecuencia con *feed-forward*

Este modelo del sistema de regulación de la frecuencia con la aportación de los dos métodos utiliza las funciones de transferencia obtenidas anteriormente. En (8.35) se han agrupado todas ellas a modo de recordatorio.

$$\begin{cases}
 G_1(z) = \frac{\hat{T}_s(z)}{\hat{\Delta}(z)} = \frac{L_R \cdot V_{OQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \\
 G_2(z) = \frac{\hat{T}_s(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{-T_{sQ} \cdot (V_{OQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \\
 G_3(z) = \frac{\hat{T}_s(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{L_R \cdot \Delta_Q - T_{sQ} \cdot V_{gQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \\
 G_4(s) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{T}_{sREF}(z)} = \frac{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{OQ}} \\
 G_5(s) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{T_{sREFQ} \cdot (V_{OQ} - 2 \cdot V_{gQ})}{L_T \cdot V_{OQ}} \\
 G_6(s) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q}{L_T \cdot V_{OQ}} \\
 H(z) = \frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{E}_{Ts}(z)} = \frac{T_m \cdot z}{(z-1)}
 \end{cases} \quad (8.35)$$

Manipulando el diagrama de bloques de la Figura 8-21 podemos deducir la función de transferencia global del sistema completo.

$$\hat{\Delta}(z) = \frac{(G_4(z) + H(z)) \cdot \hat{T}_{sREF}(z) + (G_5(z) - G_2(z) \cdot H(z)) \cdot \hat{V}_g(z) + (G_6(z) - G_3(z) \cdot H(z)) \cdot \hat{V}_o(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.36)$$

Evaluaremos la estabilidad del sistema mediante la observación de las funciones de transferencia para cada una de las perturbaciones de entrada. Para obtener estas funciones de transferencia parciales se aplicará superposición a la función de transferencia global (8.36). Una vez aislada la función parcial, substituiremos en ella los valores que se resumen en (8.35) obteniendo la función de transferencia deseada.

En primer lugar se calcula la función de transferencia que relaciona el ancho de histéresis  $\Delta$  con el periodo de conmutación deseado  $T_{sREF}$ .

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{T}_{sREF}(z)} = \frac{G_4(z) + H(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.37)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{T}_{sREF}(z)} = \frac{\left( \frac{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{OQ}} + T_m \right) \cdot z - \frac{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{OQ}}}{z \left( z + \frac{L_R \cdot V_{OQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{OQ} - V_{gQ})} \cdot T_m - 1 \right)} \quad (8.38)$$

Como resultado se obtiene una función de transferencia con un cero y dos polos situados en (8.39). El cero está situado en un valor menor pero muy cercano a 1. Por su parte los polos están situados: uno en el origen y el otro dentro del círculo unidad siempre que se cumpla la condición (8.24), que se cumplirá, como se ha comentado en el apartado 8.7.4.1, siempre que la tensión de salida no sea extremadamente igual a la de entrada. Por lo tanto, en condiciones normales, esta función será estable.

$$\left\{ \begin{array}{l} z_z = \frac{\frac{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{oQ}}}{\frac{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})}{L_T \cdot V_{oQ}} + T_m} \\ z_p = 0, \quad 1 - \frac{L_R \cdot V_{oQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \cdot T_m \end{array} \right. \quad (8.39)$$

En segundo lugar, evaluaremos como afectan las perturbaciones en la tensión de entrada  $V_g$  al ancho de histéresis  $\Delta$ .

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_g(z)} = \frac{G_5(z) - G_2(z) \cdot H(z)}{z + G_1(z) \cdot H(z)} \quad (8.40)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_g(z)} = (V_{oQ} - 2 \cdot V_{gQ}) \cdot \frac{z \cdot \left( \frac{T_{sREFQ}}{L_T \cdot V_{oQ}} + \frac{T_{sQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \right) - \frac{T_{sREFQ}}{L_T \cdot V_{oQ}}}{z \cdot \left( z + \frac{L_R \cdot V_{oQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} - 1 \right)} \quad (8.41)$$

Obsérvese como la función de transferencia que se obtiene, tiene el mismo denominador que la función (8.38) para las perturbaciones en  $T_{sREF}$ . Entonces, tiene los mismos polos, y son estables en condiciones normales. El cero de esta función, tal y como se puede ver en (8.42), tiene un valor ligeramente inferior a 1, es decir, está dentro del círculo unidad.

$$\left\{ \begin{array}{l} z_z = \frac{\frac{T_{sREFQ}}{L_T \cdot V_{oQ}}}{\frac{T_{sREFQ}}{L_T \cdot V_{oQ}} + \frac{T_{sQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})}} \\ z_p = 0, \quad 1 - \frac{L_R \cdot V_{oQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \cdot T_m \end{array} \right. \quad (8.42)$$

Finalmente, analizaremos la respuesta a las perturbaciones en la tensión de salida  $V_o$ , obteniendo la siguiente función de transferencia:

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{G_6(z) - G_3(z) \cdot H(z)}{z + G_1 \cdot H(z)} \quad (8.43)$$

$$\frac{\hat{\Delta}(z)}{\hat{V}_o(z)} = \frac{z \cdot \left( \frac{T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q}{L_T \cdot V_{oQ}} + \frac{T_{sQ} \cdot V_{gQ} - L_R \cdot \Delta_Q}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \cdot T_m \right) - \frac{T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q}{L_T \cdot V_{oQ}}}{z \cdot \left( z + \frac{L_R \cdot V_{oQ} \cdot T_m}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} - 1 \right)} \quad (8.44)$$

Observando la función obtenida podemos ver como, por un lado, el denominador vuelve a ser el mismo que en las anteriores, es decir, tiene los mismos polos. Por otro lado, el cero que aparece es diferente a los demás, pero, igual que ellos, está siempre dentro del círculo unidad. Tanto el polo como el cero están dentro del círculo unidad, y por ello, esta función de transferencia es estable.

$$\begin{cases} z_z = \frac{\frac{T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q}{L_T \cdot V_{oQ}}}{\frac{T_{sREFQ} \cdot V_{gQ} - L_T \cdot \Delta_Q}{L_T \cdot V_{oQ}} + \frac{T_{sQ} \cdot V_{gQ} - L_R \cdot \Delta_Q}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \cdot T_m} \\ z_p = 0, \quad 1 - \frac{L_R \cdot V_{oQ}}{V_{gQ} \cdot (V_{oQ} - V_{gQ})} \cdot T_m \end{cases} \quad (8.45)$$

En conclusión, como el sistema regulación de la frecuencia, formado por la suma de las contribuciones del *feed-forward* y del lazo cerrado, responde de manera estable a todas las perturbaciones de entrada, podemos afirmar que es estable.

### 8.7.5. Resultados experimentales

Una vez analizada la estabilidad del sistema de regulación de la frecuencia de conmutación, mostraremos los resultados experimentales de su implementación. En la Figura 8-22 se muestran los resultados aplicando la referencia interna y los algoritmos para mantener la frecuencia constante. Se puede observar como la distorsión de cruce en el paso por cero ha desaparecido, y como el filtrado es ahora mucho más efectivo.



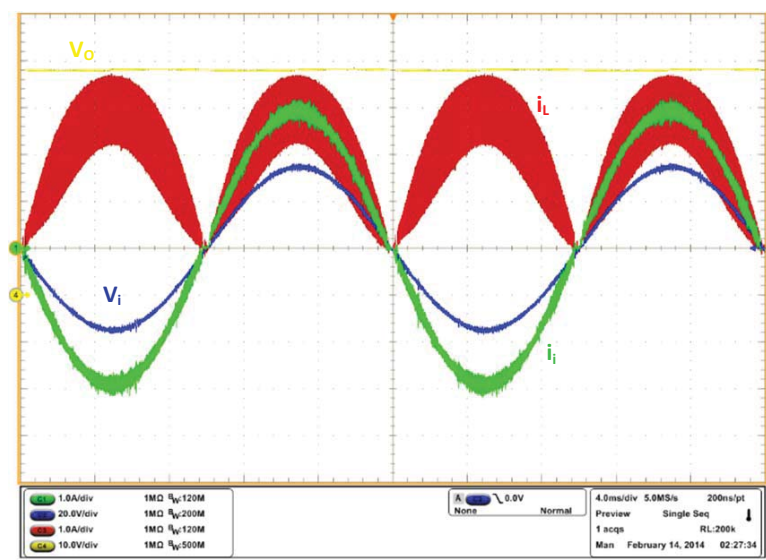


Figura 8-22: Resultados del rectificador con referencia interna y frecuencia constante

Para confirmar la mejora en la calidad del filtrado de la corriente de entrada, en la Tabla 8-1 se muestran los resultados de calidad de la energía absorbida por las diferentes variantes de implementación, así como los espectros de la Figura 8-23.

Tabla 8-1: Calidad de la energía consumida según la implementación

| Variantes de implementación |                      | Power Factor | I-THD (%) |
|-----------------------------|----------------------|--------------|-----------|
| Referencia externa          | Histéresis constante | 0.99838      | 5.05149   |
| Referencia interna          | Histéresis constante | 0.99741      | 3.20338   |
| Referencia externa          | Frecuencia constante | 0.99841      | 5.02136   |
| Referencia interna          | Frecuencia constante | 0.99948      | 0.83276   |

Véase que tanto con referencia interna, como externa, con histéresis variable o fija, el factor de potencia es bueno en todos los casos. Donde se ven mayores diferencias es en la distorsión armónica total de la corriente de entrada (I-THD). El uso de la referencia interna, con la consiguiente eliminación de la distorsión en el paso por cero, ayuda a reducir de forma importante la distorsión en la señal. Si además, se suma el efecto de la frecuencia constante, concentrando armónicos en la zona de trabajo del filtro, el nivel de distorsión se reduce al 1%.

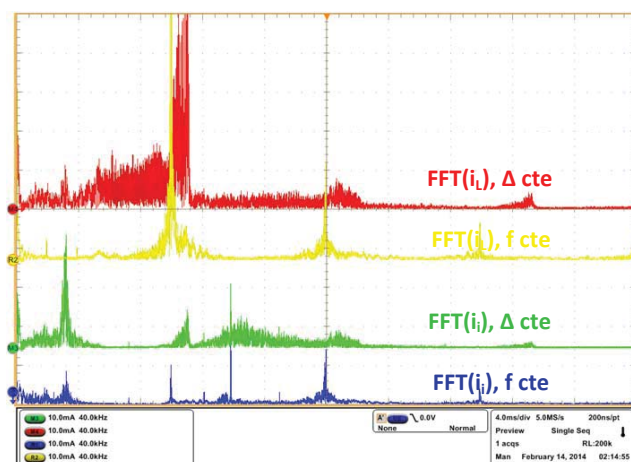


Figura 8-23: FFT de las corrientes de entrada e inductor con diferente implementación

En la Figura 8-23 se puede comprobar que el filtro elimina el armónico principal de conmutación a 100 kHz. Para mejorar la atenuación de algunos armónicos superiores de conmutación (200 kHz y 300 kHz), así como de otros subarmónicos se podría añadir un filtro adicional, tal y como se ha comentado. A parte de los algoritmos descritos, también se ha implementado una protección contra la sobretensión en la salida ante una pérdida repentina de la carga.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

# Capítulo 9

---

## CONCLUSIONES, TRABAJOS FUTUROS Y PUBLICACIONES

### 9.1. CONCLUSIONES

Las energías renovables han tenido un importante avance en los últimos años con el objetivo de reducir el consumo de combustibles fósiles y así reducir los efectos del cambio climático y la dependencia de terceros países. Unas de las instalaciones más extendidas, sobre todo en pequeños y medianos productores, son las fotovoltaicas. Esto es debido a que no son tan dependientes de las condiciones climáticas como las eólicas.

Las instalaciones fotovoltaicas tienen un importante reto en su optimización y mejora. La optimización pretende aumentar la capacidad total de generación de energía. Además, si se incorporan nuevas fuentes de diferente tipo, se reducirá la aleatoriedad de la generación y la producción será más fiable. Si además se incorporan elementos almacenadores de energía, se podrá controlar la potencia que se suministra a la red. De esta manera se pueden enviar perfiles controlados con el objetivo de mejorar la integración en la red eléctrica, así como mejorar el rendimiento energético o económico de la instalación. Ejemplos de ellos son:

- a) Perfil fijo: que reduciría la aleatoriedad de la producción, mejorando la controlabilidad de la red eléctrica.
- b) Políticas de colaboración activa con la red eléctrica, participando en el control de la red implementado regulación primaria, secundaria y/o terciaria.
- c) Inyección en función del precio instantáneo de la energía. Así se podría enviar a la red cuando sea más cara, maximizando la retribución percibida por ello.
- d) En el contexto político actual, reducir la factura eléctrica del consumidor reduciendo su consumo de la red, pero evitando inyectar en ella.

El método tradicional de ampliación de los sistemas fotovoltaicos consiste en conectar los nuevos elementos al PCC de la red eléctrica, mediante nuevos inversores. En esta tesis se ha visto como hay una solución más eficiente para la incorporación de estos nuevos elementos. Así, se propone incorporar los nuevos elementos en el punto de unión entre los paneles solares y el inversor, de manera que se compartiría el inversor. El inversor MPPT, francamente infrautilizado, podría llegar a enviar a la red toda la energía generada por un campo solar con una potencia nominal cuatro veces mayor que la suya.

Para poder incorporar los nuevos elementos en paralelo con los paneles solares y los inversores se requiere un adaptador como el que se ha presentado en esta tesis: el Smart Panel Device (SPD). Este adaptador, como usa una etapa de salida que actúa como una fuente de potencia con una curva potencia-tensión especial, permite incorporar o absorber energía del sistema fotovoltaico sin perturbar el punto de trabajo del inversor en el punto de máxima potencia del campo solar. Esta curva potencia-tensión debe tener una forma lineal a tramos, cuyos puntos característicos dependen del sistema fotovoltaico, es decir, de los paneles solares y del inversor.

En el análisis de estabilidad realizado, se ha demostrado que el SPD es siempre estable incorporando energía en el sistema fotovoltaico. En el caso de absorber potencia del sistema, para recargar la reserva de energía o alimentar cargas locales, el SPD será estable hasta cierto nivel de potencia absorbida, que depende básicamente, de la capacidad en el punto de conexión, de la rapidez de la respuesta del inversor y de las pérdidas. Se puede absorber más energía cambiando el modo de funcionamiento del SPD de sumidero de potencia, a fuente de corriente de salida constante. En este modo, el SPD siempre es estable.

Aparte de utilizarse para la ampliación de sistemas fotovoltaicos, el SPD puede ser usado para adaptar cualquier generador de forma que su energía sea enviada a la red eléctrica mediante un inversor MPPT convencional. A partir de este concepto, el SPD puede usarse para implementar cargas activas regenerativas, enviando la energía que se quiere extraer del sistema hacia la red eléctrica, reduciendo el consumo eléctrico global. De la misma manera, puede ser usado para la interconexión de elementos mediante inversores MPPT formando estructuras que pueden ser tratadas como microrredes.

El Smart Panel Device puede ser implementado con técnicas PWM o sliding. Se recomienda usar el control en modo deslizamiento siempre que la corriente del inductor a controlar tenga el mismo valor medio que la de entrada o la de salida. Este control será más rápido y robusto. En caso de no poder controlar directamente el valor de la corriente de

entrada o salida, se deberá crear un lazo de control de la corriente de salida. El resultado de este lazo será la referencia para el controlador en modo deslizante o del ciclo de trabajo para un controlador PWM. En estos casos, habitualmente será mejor optar por PWM evitando el uso de un sensor de corriente adicional.

La implementación del Smart Panel Device usando modos deslizantes se puede realizar analógicamente, digitalmente o de manera híbrida. La implementación analógica es rápida pero es muy rígida, pues los cambios requieren modificaciones hardware. La digital es muy flexible, pues solo modificando el programa se puede cambiar totalmente la funcionabilidad, pero requiere de dispositivos muy rápidos, y caros, para obtener una precisión aceptable en el seguimiento de la corriente. Finalmente, se comprueba como una implementación híbrida, que genere digitalmente las referencias que envíen a un comparador con histéresis analógico, uniría la flexibilidad del sistema digital programado para generar las referencias adecuadas, con la rapidez y robustez del comparador con histéresis analógico.

Después de comprobar que las implementaciones híbridas disponibles no tenían las prestaciones suficientes, se ha desarrollado otra nueva que, además de ser más rápida, queda integrada en el encapsulado del mismo microcontrolador de bajo coste. Además, como usa los periféricos del microcontrolador para realizar el comparador, no consume tiempo de ejecución, con lo cual este puede ser usado íntegramente para generar las referencias para el comparador o para otros algoritmos. Entre estos algoritmos se han implementado con éxito MPPT, PFC y regulación de la frecuencia. Estos dos últimos, en el marco de un rectificador *Boost*, han dado lugar a una THD inferior al 1%, a partir de implementar un control en modo deslizamiento y sencillos algoritmos.

## 9.2. TRABAJOS FUTUROS

El resultado de esta tesis deja abiertas varias líneas de investigación que la pueden continuar. En primer lugar, sería recomendable ampliar el desarrollo del SPD para otros tipos de convertidores, resultado especialmente interesantes las topologías que aporten aislamiento galvánico. Estas topologías, habitualmente, requerirán del uso de técnicas PWM, en las cuales se podría profundizar.

En segundo lugar, se podría estudiar el cambio de la función lineal a tramos de la característica de salida potencia-tensión del SPD, por una función continua. Esta aportaría la ventaja de tener derivada continua. Se evitaría así el problema de la función lineal a tramos, en cuyos puntos característicos  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ , y  $V_{CD}$  no existe una única función de transferencia de pequeña señal para una misma perturbación. Es decir, se evitaría que una función de transferencia calculada en regiones adyacentes, por ejemplo la zona A y B, no sean iguales en el punto de trabajo  $V_{OQ}=V_{AB}$  común a las dos regiones, el punto frontera.

En tercer lugar, se puede profundizar en las aplicaciones del SPD que generan una reserva de energía. Se desarrollarán reglas y técnicas de control más elaboradas que las presentadas en el documento, en caso de querer un comportamiento de autoconsumo, de consumo-inyección en función del precio instantáneo, o de la contribución a la regulación del sistema eléctrico, mediante regulación primaria o secundaria.

En cuarto lugar, estudiar arquitecturas de microrred adicionales en las que se pueda usar el SPD como nexo de unión y determinar los parámetros de calidad para evaluar las prestaciones de dichas arquitecturas.

Finalmente, también propondríamos el examen exhaustivo de algoritmos de control para microrredes DC. Entre ellos puede estar el *Voltage Event Control* en el cual habría que evaluar cómo mejorar sus reglas para optimizar su rendimiento en función de los parámetros de calidad. Estas reglas podrían tener diferentes umbrales, formas o histéresis.

### 9.3. PUBLICACIONES

Las principales aportaciones de esta tesis han sido publicadas en forma de artículos de revista y comunicaciones en congresos. Estos son:

#### **Artículos de revista:**

H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque, F. Guinjoan, L. Marroyo, and L. Martinez-Salamero, "Power Adaptor Device for Domestic DC Microgrids Based on Commercial MPPT Inverters," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 60, pp. 1191-1203, 2013

#### **Comunicaciones en congresos:**

H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque, L. Marroyo, F. Guinjoan, J. A. Barrado, and L. Martinez-Salamero,

"Adapting a low voltage PEM fuel-cell to domestic grid-connected PV system," in Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, 2009, pp. 160-165.

J. M. Bosque, H. Valderrama-Blavi, M. Munoz, X. Maixe, and P. Garces, "Increased dynamics adaptor to incorporate energy sources in PV-based DC microgrids," in Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, Ohrid, 2010, pp. S9-18-S9-24.

J. M. Bosque, H. Valderrama-Blavi, S. WuFu, E. Vidal, L. Martínez-Salamero, "Control por histéresis analógico usando microcontroladores digitales de bajo coste," presented at the SAAEI 2014 - Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, Tangier (Morocco), 2014.



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

AMPLIACIÓN, MEJORA E INTEGRACIÓN EN LA RED DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO

Josep Maria Bosque Moncusi

Dipòsit Legal: T 676-2015

## REFERENCIAS

1. Rudnick, H. and L.A. Barroso, *On the Winds of Change Impact of Renewables on Electricity Markets [Guest Editorial]*. Power and Energy Magazine, IEEE, 2010. **8**(5): p. 18-21.
2. Cecati, C., C. Citro, and P. Siano, *Combined Operations of Renewable Energy Systems and Responsive Demand in a Smart Grid*. Sustainable Energy, IEEE Transactions on, 2011. **PP**(99): p. 1-1.
3. Siano, P., et al., *Smart Operation of Wind Turbines and Diesel Generators According to Economic Criteria*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **PP**(99): p. 1-1.
4. Kanchev, H., et al., *Energy Management and Operational Planning of a Microgrid With a PV-Based Active Generator for Smart Grid Applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **58**(10): p. 4583-4592.
5. Riffonneau, Y., et al., *Optimal Power Flow Management for Grid Connected PV Systems With Batteries*. Sustainable Energy, IEEE Transactions on, 2011. **2**(3): p. 309-320.
6. Haihua, Z., et al., *Composite Energy Storage System Involving Battery and Ultracapacitor With Dynamic Energy Management in Microgrid Applications*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **26**(3): p. 923-930.
7. Fakham, H., L. Di, and B. Francois, *Power Control Design of a Battery Charger in a Hybrid Active PV Generator for Load-Following Applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **58**(1): p. 85-94.
8. Cagnano, A., et al., *Online Optimal Reactive Power Control Strategy of PV Inverters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **58**(10): p. 4549-4558.
9. Loc Nguyen, K., et al., *Power-Management Strategies for a Grid-Connected PV-FC Hybrid System*. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2010. **25**(3): p. 1874-1882.
10. Kroposki, B., et al., *Making microgrids work*. Power and Energy Magazine, IEEE, 2008. **6**(3): p. 40-53.
11. Wei, Q., R.G. Harley, and G.K. Venayagamoorthy, *Coordinated Reactive Power Control of a Large Wind Farm and a STATCOM Using Heuristic Dynamic Programming*. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2009. **24**(2): p. 493-503.

12. [www.ree.es](http://www.ree.es), *Informe del Sistema Eléctrico Español*. 2013.
13. Velasco, G., et al. *Power sizing factor design of central inverter PV grid-connected systems: A simulation approach*. in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*. 2010.
14. Şahin, A.D., *Progress and recent trends in wind energy*. Progress in energy and combustion science, 2004. **30**(5): p. 501-543.
15. Malmedal, K., B. Kroposki, and P. Sen. *Energy Policy Act of 2005 and its impact on renewable energy applications in USA*. in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. 2007. IEEE.
16. Petroleum, B., *BP Statistical Review of World Energy 2014*. 2014.
17. Jigjid, B. *Photovoltaics: an energy option for sustainable development*. in *Photovoltaic Energy Conversion, 2003. Proceedings of 3rd World Conference on*. 2003. IEEE.
18. Joselin Herbert, G., et al., *A review of wind energy technologies*. Renewable and sustainable energy Reviews, 2007. **11**(6): p. 1117-1145.
19. Ackermann, T., G. Andersson, and L. Söder, *Distributed generation: a definition*. Electric power systems research, 2001. **57**(3): p. 195-204.
20. Maurhoff, B. and G. Wood. *Dispersed generation-reduce power costs and improve service reliability*. in *Rural Electric Power Conference, 2000*. 2000. IEEE.
21. Barker, P.P. and R.W. de Mello. *Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems*. in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*.
22. Vu Van, T., et al., *Impacts of distributed generation on distribution system power quality*. Proceedings of Electrical Power Quality and Utilisation, EPQU 2003, 2003: p. 585-591.
23. Bastiao, F., P. Cruz, and R. Fiteiro. *Impact of distributed generation on distribution networks*. in *Electricity Market, 2008. EEM 2008. 5th International Conference on European*. 2008. IEEE.
24. Sorensen, P., et al., *Power fluctuations from large wind farms*. Power Systems, IEEE Transactions on, 2007. **22**(3): p. 958-965.
25. Sao, C.K. and P.W. Lehn, *Control and power management of converter fed microgrids*. Power Systems, IEEE Transactions on, 2008. **23**(3): p. 1088-1098.
26. Mohamed, Y.A.-R.I., *New control algorithms for the distributed generation interface in grid-connected and micro-grid systems*. 2008, University of Waterloo.

27. Shayeghi, H., H. Shayanfar, and A. Jalili, *Load frequency control strategies: A state-of-the-art survey for the researcher*. Energy Conversion and Management, 2009. **50**(2): p. 344-353.
28. Millais, C. and L. Colasimone, *Large Scale Integration of Wind Energy in the European Power Supply: Analysis Issues and Recommendations*. Report of The European Wind Energy Association (EWEA), 2005.
29. Driesen, J. and F. Katiraei, *Design for distributed energy resources*. Power and Energy Magazine, IEEE, 2008. **6**(3): p. 30-40.
30. Lasseter, R.H. *Microgrids*. in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*. 2002. IEEE.
31. Gehrke, O., S. Ropenus, and P. Venne. *Distributed energy resources and control: A power system point of view*. in *Proc. Ris Energy Conf., (Roskilde, Denmark)*. 2007. Citeseer.
32. Ito, Y., Y. Zhongqing, and H. Akagi. *DC microgrid based distribution power generation system*. in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*. 2004.
33. Cheung, T., et al. *Application of ASK modulation for DC/DC converters control in DC distribution power system*. in *Power Electronics Systems and Applications, 2004. Proceedings. 2004 First International Conference on*. 2004. IEEE.
34. Techakittiroj, K., et al. *Roadmap for implementation of DC system in future houses*. in *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*. 2008. IEEE.
35. Haas, O., O. Ausburg, and P. Palensky. *Communication with and within Distributed Energy Resources*. in *Industrial Informatics, 2006 IEEE International Conference on*. 2006. IEEE.
36. Chandorkar, M.C., D.M. Divan, and R. Adapa, *Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1993. **29**(1): p. 136-143.
37. Liang, J., et al. *Hybrid control of multiple inverters in an island-mode distribution system*. in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*. 2003. IEEE.
38. Warmer, C., et al. *Local DER driven grid support by coordinated operation of devices*. in *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*.
39. Yuen, C. and A. Oudalov. *The feasibility and profitability of ancillary services provision from multi-microgrids*. in *Power Tech, 2007 IEEE Lausanne*.
40. Triggianese, M., F. Liccardo, and P. Marino. *Ancillary services performed by distributed generation in grid integration*. in *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP'07. International Conference on*.

41. Infield, D. and F. Li. *Integrating micro-generation into distribution systems—a review of recent research*. in *Power and Energy Society General Meeting—Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE..*
42. Menniti, D., et al. *Grid-interfacing active power filters to improve the power quality in a microgrid*. in *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on.*
43. Delfino, F. and R. Procopio, *Photovoltaic generating units as reactive supply ancillary service providers*. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, 2008. **9**(4).
44. Ullah, N.R., K. Bhattacharya, and T. Thiringer. *Reactive power ancillary service from wind farms*. in *Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007. IEEE Canada.*
45. Braun, M. *Reactive power supply by distributed generators*. in *Power and Energy Society General Meeting—Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE. 2008.*
46. Abeyasekera, T., et al., *Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2005. **20**(6): p. 1393-1401.
47. Kazmierkowski, M.P. and L. Malesani, *Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 1998. **45**(5): p. 691-703.
48. Bode, G.H., et al., *An improved robust predictive current regulation algorithm*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2005. **41**(6): p. 1720-1733.
49. Zmood, D.N. and D.G. Holmes, *Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2003. **18**(3): p. 814-822.
50. Liserre, M., R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, *Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2006. **21**(1): p. 263-272.
51. Bolsens, B., et al., *Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2006. **21**: p. 1032-1040.
52. Ramos, R., et al., *Interleaving quasi-sliding-mode control of parallel-connected buck-based inverters*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2008. **55**(11): p. 3865-3873.
53. *P.O. 7.1 Servicio complementario de regulación primaria. Resolución de 30-7-1998, BOE 18/08/98. 1998.*
54. Courtecuisse, V., et al. *Experiment of a wind generator participation to frequency control*. in *Wind Power to the Grid-EPE Wind Energy Chapter 1st Seminar, 2008. EPE-WECS 2008. IEEE.*

55. de España, R.E., *Requisitos Técnicos de las Instalaciones Eólicas, Fotovoltaicas y Todas Aquellas Instalaciones de Producción Cuya Tecnología no Emplee un Generador Síncrono Conectado Directamente a La Red: Separata del borrador de PO 12.2" Instalaciones conectadas a la Red de Transporte y equipo generador: requisitos minimos de diseño, equipamiento, funcionamiento, puesta en servicio y seguridad"*.
56. Jauch, C., et al., *International comparison of requirements for connection of wind turbines to power systems*. Wind energy, 2005. **8**(3): p. 295-306.
57. Biczal, P. *Power electronic converters in DC microgrid*. in *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE'07*. IEEE.
58. Kakigano, H., et al. *DC voltage control of the DC micro-grid for super high quality distribution*. in *Power Conversion Conference-Nagoya, 2007. PCC'07*. IEEE.
59. Hsieh, G.-C., et al. *Variable frequency controlled incremental conductance derived MPPT photovoltaic stand-alone DC bus system*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. IEEE.
60. Zhang, Z., Z. Yin, and F. Hu. *Research of multi-farms transmission of distributed generation based on HVDC light*. in *Power System Technology, PowerCon 2006. International Conference on*.
61. Möller, H.J., *Semiconductors for solar cells*. 1993: Artech House Boston^ eMA MA.
62. Villalva, M.G., J.R. Gazoli, and E.R. Filho, *Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2009. **24**(5): p. 1198-1208.
63. Rauschenbach, H.S., *Solar cell array design handbook-The principles and technology of photovoltaic energy conversion*. NASA STI/Recon Technical Report A, 1980. **80**: p. 34847.
64. Calais, M., et al. *Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview*. in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*.
65. Verhoeven, B., *Utility aspects of grid connected photovoltaic power systems*. 1998: International Energy Agency.
66. Meinhardt, M. and G. Cramer. *Past, present and future of grid connected photovoltaic-and hybrid-power-systems*. in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*.
67. Oldenkamp, H., et al. *Advanced high frequency switching technology of OK4 ac module inverters break the 1 US \$/W price barrier*. in *Proc. Photovoltaic Solar Energy Conf*. 1997. Barcelona.

68. Kjaer, S.B., J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, *A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2005. **41**(5): p. 1292-1306.
69. Jantsch, M. and C. Verhoeve, *AC PV module inverters with full sine wave burst operation mode for improved efficiency of grid connected systems at low irradiance*. 1997: Netherlands Energy Research Foundation ECN.
70. Erickson, R.W. and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. 2001: Springer.
71. Caceres, R.O. and I. Barbi, *A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1999. **14**(1): p. 134-141.
72. Bahamonde, F.F., *Estructuras eléctricas para la integración de un sistema de generación eólica a la red eléctrica*. 2013.
73. Flores-Bahamonde, F., et al. *Grid-Connected Boost Inverter for Small-Wind Urban Integration: Analysis and Design*. in *IECON 2012 - Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.
74. González, R., et al., *Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(2): p. 693-697.
75. IEC 61727. *Characteristic of the utility interface for photovoltaic (PV) systems*. 2002.
76. *Electromagnetic Compatibility. Limits for current harmonic emissions (equipment input current < or = 16A/per phase)*. 2000, EN 61000-3-2.
77. Singer, S., S. Ozeri, and D. Shmilovitz, *A pure realization of loss-free resistor*. Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, 2004. **51**(8): p. 1639-1647.
78. Singer, S., et al., *Maximum power point tracker based on a loss free resistor topology*. ESA SP, 1998: p. 65-70.
79. Cid-Pastor, A., et al., *Synthesis of loss-free resistors based on sliding-mode control and its applications in power processing*. Control Engineering Practice, 2013. **21**(5): p. 689-699.
80. Xue, Y., et al., *Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2004. **19**(5): p. 1305-1314.
81. Myrzik, J.M. and M. Calais. *String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-a review*. in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*.

82. Albiol-Tendillo, L., et al. *Design and Control of a Bidirectional DC/DC Converter for an Electric Vehicle*. in *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (EPE-PEMC 2012)*, September 4-6, 2012.
83. Martins, D.C. and R. Demonti. *Photovoltaic energy processing for utility connected system*. in *Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE*. 2001. IEEE.
84. Martins, D.C. and R. Demonti. *Grid connected PV system using two energy processing stages*. in *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*. 2002. IEEE.
85. Kjær, S.B., *Design and control of an inverter for photovoltaic applications*. 2005, Aalborg University.
86. Steigerwald, R.L., *A comparison of half-bridge resonant converter topologies*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1988. **3**(2): p. 174-182.
87. Steigerwald, R.L., R.W. De Doncker, and M.H. Kheraluwala. *A comparison of high power DC-to-DC soft-switched converter topologies*. in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*.
88. Liu, K.-H. and F.C. Lee, *Zero-voltage switching technique in DC/DC converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1990. **5**(3): p. 293-304.
89. Kazimierczuk, M.K. and D. Czarkowski, *Resonant power converters*. 2012: John Wiley & Sons.
90. Rodriguez, J., J.-S. Lai, and F.Z. Peng, *Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2002. **49**(4): p. 724-738.
91. Calais, M., V.G. Agelidis, and M. Meinhardt, *Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems: an overview*. Solar Energy, 1999. **66**(5): p. 325-335.
92. Valderrama-Blavi, H., et al., *Design of a sinusoidal current source using a sliding-mode-controlled asymmetrical full-bridge multilevel converter*. Power Electronics, IET, 2008. p. 203-213.
93. Malinowski, M., et al., *A survey on cascaded multilevel inverters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **57**(7): p. 2197-2206.
94. Esram, T. and P.L. Chapman, *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2007. **22**(2): p. 439-449.
95. <http://sargosis.com/>. 2014.



96. Teulings, W.J.A., et al., *New maximum power point tracking system*. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1993: p. 833-838.
97. Kim, Y., H. Jo, and D. Kim, *New peak power tracker for cost-effective photovoltaic power system*. Proceedings of the Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1996. **3**: p. 1673-1678.
98. Koutroulis, E., K. Kalaitzakis, and N.C. Voulgaris, *Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001. **16**(1): p. 46-54.
99. Hsiao, Y.T. and C.H. Chen, *Maximum power tracking for photovoltaic power system*. Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 2002. **2**: p. 1035-1040.
100. Jain, S. and V. Agarwal, *A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems*. IEEE Power Electronics Letters, 2004. **2**(1): p. 16-19.
101. Xiao, W. and W.G. Dunford, *A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems*. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. **3**: p. 1957-1963.
102. Femia, N., et al., *Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005. **20**(4): p. 963-973.
103. Kasa, N., T. Iida, and L. Chen, *Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005. **52**(4): p. 1145-1152.
104. D'Souza, N.S., L.A.C. Lopes, and X.J. Liu, *An intelligent maximum power point tracker using peak current control*. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2005. p. 172-177.
105. Hussein, K.H., et al., *Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions*. IEE Proceedings: Generation, Transmission and Distribution, 1995. **142**(1): p. 59-64.
106. Brambilla, A., et al., *New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking*. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1999. **2**: p. 632-637.
107. Kim, T.Y., et al., *A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2001. **2**: p. 1011-1014.

108. Kuo, Y.C., T.J. Liang, and J.F. Chen, *Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001. **48**(3): p. 594-601.
109. Kobayashi, K., I. Takano, and Y. Sawada, *A Study on a Two Stage Maximum Power Point Tracking Control of a Photovoltaic System under Partially Shaded Insolation Conditions*. 2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Conference Proceedings, 2003. **4**: p. 2612-2617.
110. Wu, W., et al., *DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system*. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 2003. **1**: p. 525-530.
111. Schoeman, J.J. and J.D. van Wyk, *SIMPLIFIED MAXIMAL POWER CONTROLLER FOR TERRESTRIAL PHOTOVOLTAIC PANEL ARRAYS*. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1982: p. 361-367.
112. Buresch, M., *Photovoltaic Energy Systems*, 1983.
113. Hart, G.W., H.M. Branz, and C.H. Cox iii, *Experimental tests of open-loop maximum-power-point tracking techniques for photovoltaic arrays*. Solar Cells, 1984. **13**(2): p. 185-195.
114. Masoum, M.A.S., H. Dehbonei, and E.F. Fuchs, *Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage- and current-based maximum power-point tracking*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2002. **17**(4): p. 514-522.
115. Qiang, M., et al., *A Novel Improved Variable Step-Size Incremental-Resistance MPPT Method for PV Systems*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **58**(6): p. 2427-2434.
116. Femia, N., et al., *A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2009. **56**(11): p. 4473-4482.
117. Sera, D., et al., *Optimized Maximum Power Point Tracker for Fast-Changing Environmental Conditions*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **55**(7): p. 2629-2637.
118. Fortunato, M., et al., *Maximum Power Point Tracking in a One-Cycle-Controlled Single-Stage Photovoltaic Inverter*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **55**(7): p. 2684-2693.
119. Weidong, X., et al., *Regulation of Photovoltaic Voltage*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **54**(3): p. 1365-1374.

120. Leyva, R., et al., *MPPT of photovoltaic systems using extremum - seeking control*. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2006. **42**(1): p. 249-258.
121. Kazmi, S.M.R., et al., *A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **58**(1): p. 29-36.
122. Singer, S. and R.W. Erickson, *Power-source element and its properties*. Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -, 1994. **141**(3): p. 220-226.
123. Valderrama-Blavi, H., et al., *AC-LFR concept applied to modular photovoltaic power conversion chains*. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 2002. **149**(6): p. 441-448.
124. Bosque-Moncusi, J.M., et al. *Increased Dynamics Adaptor to Incorporate Energy Sources in PV-Based DC Microgrids*. in *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2010. EPE-PEMC 2010*.
125. Valderrama-Blavi, H., et al. *Adapting a low voltage PEM fuel-cell to domestic grid-connected PV system*. in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*. 2009.
126. Xinghuo, Y., W. Bin, and L. Xiangjun, *Computer-Controlled Variable Structure Systems: The State-of-the-Art*. Industrial Informatics, IEEE Transactions on, 2012. **8**(2): p. 197-205.
127. Sabanovic, A., *Variable Structure Systems With Sliding Modes in Motion Control-A Survey*. Industrial Informatics, IEEE Transactions on, 2011. **7**(2): p. 212-223.
128. Martinez-Salamero, L., et al. *Why is sliding mode control methodology needed for power converters?* in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*.
129. Siew-Chong, T., Y.M. Lai, and C.K. Tse, *General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **55**(3): p. 1160-1174.
130. Young, K.D., V.I. Utkin, and U. Ozguner, *A control engineer's guide to sliding mode control*. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, 1999. **7**(3): p. 328-342.
131. Utkin, V.I., *Sliding mode control design principles and applications to electric drives*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 1993. **40**(1): p. 23-36.
132. Utkin, V., *Variable structure systems with sliding modes*. Automatic Control, IEEE Transactions on, 1977. **22**(2): p. 212-222.

133. Cao, N., Y.J. Cao, and J.Y. Liu, *Modeling and Analysis of Grid-Connected Inverter for PV Generation*. Advanced Materials Research, 2013. **760**: p. 451-456.
134. Lineykin, S., M. Averbukh, and A. Kuperman, *An improved approach to extract the single-diode equivalent circuit parameters of a photovoltaic cell/panel*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2014. **30**(0): p. 282-289.
135. Sùri, M., et al., *Potential of solar electricity generation in the European Union member states and candidate countries*. Solar Energy, 2007. **81**(10): p. 1295-1305.
136. REE. 2014, <http://www.ree.es>: Electric system operation. Power demand tracking in real time. [Online]. Available:.
137. Vazquez, S., et al., *Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **57**(12): p. 3881-3895.
138. Dany, G. *Power reserve in interconnected systems with high wind power production*. in *Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto*. 2001.
139. Yuen, C., A. Oudalov, and A. Timbus, *The Provision of Frequency Control Reserves From Multiple Microgrids*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **58**(1): p. 173-183.
140. Marion, W. and S. Wilcox, *Solar Radiation Data Manual for Flat-Plate and Concentrating Collectors*. 1994: National Renewable Energy Laboratory's (NREL's).
141. *IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems*. 1993.
142. Manual, N.P.M.U.s., *Ballard Power Systems Inc*. Document Number MAN5100078, 2003.
143. Sun, K., et al., *A Distributed Control Strategy based on DC Bus Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems with Battery Energy Storage*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **PP**(99): p. 1-1.
144. Sachin, J. and V. Agarwal, *An Integrated Hybrid Power Supply for Distributed Generation Applications Fed by Nonconventional Energy Sources*. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2008. **23**(2): p. 622-631.
145. Schonberger, J., R. Duke, and S.D. Round, *DC-Bus Signaling: A Distributed Control Strategy for a Hybrid Renewable Nanogrid*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2006. **53**(5): p. 1453-1460.

146. Borowy, B.S. and Z.M. Salameh, *Methodology for optimally sizing the combination of a battery bank and PV array in a wind/PV hybrid system*. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 1996. **11**(2): p. 367-375.
147. Cugnet, M., et al., *On Lead-Acid-Battery Resistance and Cranking-Capability Estimation*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **57**(3): p. 909-917.
148. Kutluay, K., et al., *A new online state-of-charge estimation and monitoring system for sealed lead-acid batteries in Telecommunication power supplies*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(5): p. 1315-1327.
149. Einhorn, M., et al., *A Current Equalization Method for Serially Connected Battery Cells Using a Single Power Converter for Each Cell*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2011. **60**(9): p. 4227-4237.
150. Baughman, A.C. and M. Ferdowsi, *Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **55**(6): p. 2277-2285.
151. Yang-Shung, L. and C. Ming-Wang, *Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(5): p. 1297-1307.
152. West, S. and P.T. Krein. *Equalization of valve-regulated lead-acid batteries: issues and life test results*. in *Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International*.
153. Puigcerver, O., *Monitorització d'una planta distribuïda de generació d'energia renovable*. Proyecto Final de Carrera, 2012.
154. Flores-Bahamonde, F., et al. *Evaluating Power Converters using a Wind-System Simulator*. in *10th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (IEEE SSD-2013)*. 2013.
155. Aviñó, O., *Realització d'una Càrrega Activa Programable Sense Pèrdues per a una Plataforma de Generació Distribuïda*. Proyecto Final de Carrera, 2012.
156. Garriga, J.A., *Estudio, Diseño y montaje de un convertidor CC/CC, compuesto por 2 boost en cascada*. Proyecto Final de Carrera, 2013.
157. Leon-Masich, A., et al. *High-voltage LED-based efficient lighting using a hysteretic controlled boost converter*. in *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop*. 2011. IEEE.
158. Buccella, C., C. Cecati, and H. Latafat, *Digital Control of Power Converters-A Survey*. Industrial Informatics, IEEE Transactions on, 2012. **8**(3): p. 437-447.

159. Maksimovic, D., R. Zane, and R. Erickson. *Impact of digital control in power electronics*. in *Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on*.
160. Vidal-Idiarte, E., et al., *Two-Loop Digital Sliding Mode Control of DC-DC Power Converters Based on Predictive Interpolation*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011. **58**(6): p. 2491-2501.
161. Fu, S.W., *Desarrollo de un ondulator a partir de un convertidor boost cuadrático con lazo de salida lento y controlado mediante un dsPIC30F2020*. Proyecto Final de Carrera, 2013.
162. Vidal-Idiarte, E., et al., *Sliding and fuzzy control of a boost converter using an 8-bit microcontroller*. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 2004. **151**(1): p. 5-11.
163. Microchip *dsPIC30F1010/202X Data Sheet* 2013; Available from: [ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70178C.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70178C.pdf).
164. Huerta, S.C., et al., *Hysteretic Mixed-Signal Controller for High-Frequency DC-DC Converters Operating at Constant Switching Frequency*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012. **27**(6): p. 2690-2696.
165. Puzeaux, P., *Implémentation numérique d'un contrôle en mode de glissement d'un convertisseur de puissance Boost*. Projet Licence Sari, 2010.
166. Mamarelis, E., G. Petrone, and G. Spagnuolo, *An Hybrid Digital-Analog Sliding Mode Controller for Photovoltaic Applications*. Industrial Informatics, IEEE Transactions on, 2013. **9**(2): p. 1094-1103.
167. J. M. Bosque, H.V.-B., S. WuFu, E. Vidal, L. Martínez-Salamero, *Control por histéresis analógico usando microcontroladores digitales de bajo coste*, in *SAEI 2014 - Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación*. 2014: Tangier (Morocco).
168. Valderrama-Blavi, H., et al., *Power Adaptor Device for Domestic DC Microgrids Based on Commercial MPPT Inverters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2013. **60**(3): p. 1191-1203.
169. Singh, B., et al., *A review of single-phase improved power quality AC-DC converters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2003. **50**(5): p. 962-981.
170. Rodriguez, J.R., et al., *PWM regenerative rectifiers: state of the art*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(1): p. 5-22.
171. Moschopoulos, G. and P. Jain, *Single-phase single-stage power-factor-corrected converter topologies*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(1): p. 23-35.

172. Jovanovic, M.M. and J. Yungtaek, *State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(3): p. 701-708.
173. Arias, M., A. Vázquez, and J. Sebastián, *An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications*. Automatika: Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing & Communications, 2012. **53**(2).
174. Biel, D., A. Doria-Cerezo, and E. Fossas. *Sliding mode control of a single-phase LCL full-bridge rectifier*. in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. 2013.